

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

**PROBLEMY**

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

**ŁĄCZNOŚCI**

129

1975



BIBLIOTEKA

Instytut Łączności

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

OK 15

WARSZAWA 1975

NR 129

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

## Redakcja Problemów Łączności

---

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

---

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 660. Wpłynęło do  
Działu Wydawniczego 3.01.1975 r.  
Druk ukończono w marcu 1975 r.

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Zdzisław Perkowski

## PRZEWODY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Quasistacjonarny model transmisji. Parametry jednostkowe i falowe	4
3. Przewody współosiowe	11
3.1. Budowa i zastosowanie	11
3.2. Własności transmisyjne przewodów	17
3.3. Własności sprzężeniowe przewodów	44
4. Przewody symetryczne nieekranowane	49
4.1. Budowa i zastosowanie	49
4.2. Własności transmisyjne przewodów	52
5. Podsumowanie	57
Wykaz literatury	57



## PRZEWODY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

## 1. WSTĘP

Przewody wielkiej częstotliwości są to przewody telekomunikacyjne, przystosowane do transmisji sygnałów elektrycznych wielkiej częstotliwości między podzespołami urządzeń elektronicznych względnie między kompletnymi urządzeniami. Przesyłanie po przewodach tego rodzaju sygnałów, będących na ogół nośnikami informacji, odbywa się za pośrednictwem pola elektromagnetycznego przemieszczającego się wzdłuż przewodu, czyli fali elektromagnetycznej. Rozchodzeniu się fali elektromagnetycznej po przewodzie towarzyszy natomiast pochłanianie części jej energii, wydzielającej się w postaci ciepła zarówno w wykonanych z materiału przewodzącego żyłach, jak też w izolacji przewodu, a ponadto - przenikanie części wspomianej energii do otoczenia. Zespół własności przewodu, determinujących transmisję fali elektromagnetycznej wzdłuż przewodu, określa się mianem własności transmisyjnych, podczas gdy zespół takich cech przewodu, które w pełni charakteryzują przemieszczanie części energii fali z przewodu do otoczenia albo w kierunku przeciwnym, otrzymał nazwę własności sprzężeniowych.

---

<sup>x/</sup> Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Przemysłu Kablowego "Kablo-sprzet", Ożarów Mazowiecki.

Podstawowe funkcje przewodu wielkiej częstotliwości sprowadzają się do przekazania sygnału z jednego do drugiego podzespołu lub urządzenia z możliwie najmniejszymi zniekształceniami i stratami energii sygnału, a także zabezpieczenie przed przenikaniem przenoszonoego sygnału do otoczenia oraz ochrona przed wnikaniem do wnętrza przewodu zakłóceń pochodzących z tego otoczenia. O sposobie realizacji pierwszej z wymienionych funkcji decydują własności transmisyjne konkretnego przewodu, natomiast stopień wypełniania pozostałych funkcji zależy wyłącznie od własności sprzężeniowych.

W zakresie wielkich częstotliwości najkorzystniejsze własności transmisyjne i sprzężeniowe, gwarantujące najwłaściwszą realizację wszystkich wymienionych funkcji, można uzyskać jedynie w przypadku przewodów współosiowych o żyłach jednolitych. Przewody takie są jednak bardzo sztywne i nie nadają się do wykonywania połączeń, zwłaszcza narażonych na wielokrotne zginanie. Tego rodzaju połączenia są wykonywane za pomocą giętkich przewodów współosiowych, których żyły wewnętrzne wykonywane są najczęściej w postaci wielodrutowych skrętek, natomiast żyły zewnętrzne - w postaci symetrycznych opłotów z drutów /rys. 1/<sup>x/</sup>. Przewody współosiowe giętkie - o żyłach wielodrutowych - ustępują przewodom o żyłach jednolitych zarówno pod względem własności transmisyjnych, jak i własności sprzężeniowych, jednakże ich zastosowanie podyktowane jest koniecznością. Dynamiczny wzrost ilości wytwarzanego sprzętu elektronicznego sprawia, że krajowa produkcja giętkich prze-

---

<sup>x/</sup> Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.



wodów współosiowych podwaja się co cztery lata, o czym świadczą dane uwidocznione na rys. 2.

Oprócz przewodów współosiowych w zakresie wielkich częstotliwości stosowane są przewody symetryczne, ekranowane /rys. 3/ lub nieekranowane /rys. 4/. Przewody symetryczne ekranowane, z reguły wykonywane jako giętkie, mają równorzędne z przewodami współosiowymi własności transmisyjne, natomiast ustępują im własnościami sprzężeniowymi. Są one stosowane w urządzeniach, w których niezbędne jest zachowanie symetrii doziemnej pewnej części podzespołów, jak na przykład obwodów wejściowych lub wyjściowych. Koszty jednostkowe przewodów symetrycznych ekranowanych w wykonaniu giętkim są współmierne z kosztami jednostkowymi giętkich przewodów współosiowych.

Przewody symetryczne nieekranowane odznaczają się bardzo dobrymi własnościami transmisyjnymi, zdecydowanie lepszymi, od analogicznych własności przewodów współosiowych, jednakże ich własności sprzężeniowe nie są dobre. Przewody takie nie są odporne na zakłócenia zewnętrzne, w związku z czym nie mogą być stosowane w urządzeniach profesjonalnych, lecz wyłącznie w urządzeniach odbiorczych powszechnego użytku. Z uwagi na zauważalny efekt wypromieniowywania części energii do otoczenia przewody symetryczne nieekranowane nie mogą być również stosowane przy zbyt dużych częstotliwościach. Mimo niewątpliwych wad są one bardzo szeroko stosowane z uwagi na bardzo niskie koszty jednostkowe, a dynamika wzrostu ich produkcji przewyższa dynamikę przyrostu produkcji przewodów współosiowych.

Celem niniejszej pracy jest zapoznanie szerszego grona użytkowników przewodów wielkiej częstotliwości z podstawowymi

własnościami przewodów współosiowych i symetrycznych nieekranowanych, produkcji krajowej, w szerokim zakresie częstotliwości; przewody symetryczne ekranowane nie są produkowane w kraju z uwagi na zbyt małe zapotrzebowanie. Prezentowane w pracy wyniki pomiarów przewodów wielkiej częstotliwości stanowią przykłady charakterystyk częstotliwościowych typowych próbek przewodów, pobranych z aktualnej produkcji.

## 2. QUASISTACJONARNY MODEL TRANSMISJI.

### PARAMETRY JEDNOSTKOWE I FALOWE

Ścisła analiza własności przewodu, decydujących o warunkach rozchodzenia się fal elektromagnetycznych wzdłuż przewodu, określanych mianem własności transmisyjnych, powinna być oparta na równaniach pola elektromagnetycznego. Przeprowadzenie takiej analizy przy wykorzystaniu równań Maxwella, z uwzględnieniem strat energii w żyłach przewodu i jego izolacji oraz konkretnych warunków brzegowych, nie byłoby jednak rzeczą prostą, a ponadto wykorzystanie skomplikowanych rezultatów analizy w praktyce byłoby utrudnione. Z tych względów powszechne zastosowanie znalazła uproszczona metoda analizy własności transmisyjnych przewodów, zaproponowana w 1857 roku przez Kirchhoffa.

Podstawowe idee wspomnianej metody wyprowadził Kirchhoff z rozwijającej się w owym czasie teorii obwodów o stałych skupionych, zaliczanych do obwodów o polach /prądach/ quasistacjonarnych, nazywanych krótko obwodami quasistacjonarnymi.

Zasadniczą cechą obwodów quasistacjonarnych są bardzo małe wymiary geometryczne tych obwodów w porównaniu z najkrót-

szą długością fali wytwarzanego przez nie pola elektromagnetycznego. Jeżeli przez  $l_{\max}$  oznaczyć odległość dwóch najbardziej od siebie oddalonych punktów obwodu, a przez  $\lambda_{\min}$  - najkrótszą długość fali, to sformułowany tu warunek można przedstawić w postaci:

$$l_{\max} \ll \lambda_{\min} \quad /1/$$

Uwzględniając w przytoczonej nierówności związek między okresem  $T$  i częstotliwością  $f$  zmian czasowych periodycznego pola, prędkością fazową  $v_f$  i długością  $\lambda$  fali:

$$\lambda = v_f T = \frac{v_f}{f} \quad /2/$$

otrzymuje się inną postać wspomnianego warunku:

$$\frac{l_{\max}}{v_f} \ll T_{\min} = \frac{1}{f_{\max}} \quad /3/$$

W myśli ostatniej nierówności można podać następującą definicję obwodu quasistacjonarnego: obwodem quasistacjonarnym nazywa się taki obwód, w którym czas propagacji  $\frac{l_{\max}}{v_f}$  pola elektromagnetycznego między dwoma najbardziej od siebie oddalonymi punktami obwodu jest bardzo mały w porównaniu z czasem, w którym stan pola zmienia się dostrzegalnie.

W przypadku obwodów quasistacjonarnych z prądami okresowymi czas propagacji pola na odległość  $l_{\max}$  powinien być zatem pomijalnie mały w porównaniu z okresem zmiany składowej prądów o największej częstotliwości. Jeżeli taki warunek jest

zachowany, to można w przybliżeniu założyć, że prędkość propagacji pola jest nieskończenie wielka, a wówczas wymiary poszczególnych elementów obwodu nie odgrywają żadnej roli, gdyż zjawiska zachodzące w różnych punktach obwodu mogą być uważane za synchroniczne.

Przewód wielkiej częstotliwości jest typowym obwodem niestacjonarnym. w którym czas propagacji sygnałów w kierunku wzdłużnym, równoległym do osi symetrii przewodu, może być porównywalny z okresami zmian prądu nawet przy niezbyt dużych częstotliwościach. Z tego powodu teoria obwodów quasistacjonarnych nie może być bezpośrednio zastosowana do analizy własności transmisyjnych przewodu.

W klasycznej teorii torów przewodowych przyjmuje się założenie, że każdy bardzo krótki w kierunku wzdłużnym odcinek przewodu może być rozpatrywany jako obwód quasistacjonarny. Znaczący to, że zjawiska zachodzące w dowolnym punkcie konkretnego przekroju poprzecznego przewodu mogą być uważane za synchroniczne, czyli że największy wymiar tego przekroju jest bardzo mały w porównaniu z najkrótszą długością fali przeszywanej po przewodzie. Oznacza to także, że polu magnetycznemu, wytwarzanemu przez taki odcinek przewodu, można przyporządkować pewną skupioną indukcyjność; polu elektrycznemu, występującemu w otoczeniu żył przewodu, można przyporządkować pewną skupioną pojemność, a straty energii elektromagnetycznej, spowodowane jej zamianą na ciepło w materiale przewodzącym oraz izolacyjnym, można przedstawić w postaci skupionych rezystancji. Modelując w ten sposób bardzo krótki odcinek przewodu otrzymuje się przedstawiony na rys. 5 układ zastępczy, w którym poszczególne własności fizyczne przewo-

du zostały przedstawione w postaci elementów skupionych.

Pole magnetyczne, wytwarzane przez prąd  $I/s$  w odcinku o długości  $ds$ , położonym w odległości  $s$  od początku przewodu, zastępuje w układzie z rys. 5 równoważne mu pole magnetyczne, wytwarzane przez ten sam prąd przepływający przez szeregową indukcyjność  $L_{ds}$ , natomiast straty na ciepło Joule'a w materiale przewodzącym reprezentuje włączona w szereg z indukcyjnością  $L_{ds}$  rezystancja  $R_{ds}$ .

Pole elektryczne poprzeczne, występujące we wspomnianym odcinku przewodu, jest modelowane polem elektrycznym w kondensatorze o tak dobranej pojemności  $C_{ds}$ , żeby przepływający przez tę pojemność prąd dielektryczny był równy prądowi dielektrycznemu w rozważanym odcinku przewodu. Pojemność  $C_{ds}$  jest włączona między żyty przewodu, ponieważ prąd dielektryczny ma kierunek prostopadły do kierunku prądu  $I/s$  przewodzonego przez żyty. O prądzie dielektrycznym zakłada się, że jest to prąd quasistatyczny i pomija się wytwarzane przezeń pole magnetyczne.

Równolegle do pojemności  $C_{ds}$  jest włączona konduktancja  $G_{ds}$  o tak dobranej wartości, żeby straty energii w tej konduktancji były równe stratom dielektrycznym energii pola elektromagnetycznego w materiale izolacyjnym.

Wielkości  $R$ ,  $L$ ,  $C$  i  $G$ , przypadające na jednostkę długości bardzo krótkiego odcinka przewodu, nazywane są łącznie parametrami jednostkowymi lub parametrami pierwotnymi przewodu. Poszczególne parametry jednostkowe noszą następujące nazwy:

- $R$  - rezystancja jednostkowa przewodu,
- $L$  - indukcyjność jednostkowa przewodu,
- $C$  - pojemność jednostkowa przewodu,
- $G$  - upływność jednostkowa przewodu.

Charakteryzują one własności fizyczne jednostki długości odcinka przewodu bardzo krótkiego w porównaniu z długością fali rozchodzącej się wzdłuż przewodu, pod warunkiem, że zmiana fazy fali na długości tego odcinka, jak również na długości równej największemu poprzecznemu wymiarowi przewodu, będzie bardzo mała. Jeżeli taki warunek jest spełniony, to w otoczeniu żył przewodu występuje jedynie fala elektromagnetyczna poprzeczna /typu TEM/ której wektory natężenia pola elektrycznego i magnetycznego są prostopadłe do kierunku ruchu fali /brak składowych wzdłużnych wspomnianych wektorów/.

Jeżeli natomiast wspomniany warunek nie jest spełniony, to powyżej tak zwanych częstotliwości krytycznych w przewodzie pojawiają się fale elektromagnetyczne zawierające składowe wzdłużne natężenia pola elektrycznego /typ TM/ oraz składowe wzdłużne natężenia pola magnetycznego /typ TE/. Częstotliwości krytyczne są jednak tak duże, że najdłuższe fale typu TE względnie TM mają długości współmierne z największymi wymiarami poprzecznymi przewodów. Warunki propagacji takich fal znacznie odbiegają od warunków propagacji fal typu TEM, ponieważ pole elektromagnetyczne jest wówczas typowym polem niestacjonarnym i składowe natężenie pola magnetycznego, wytwarzane przez prądy dielektryczne, nie są już pomijalnie małe. Quasistacjonarny model transmisji, który daje zgodne z eksperymentem wartości parametrów transmisyjnych przewodów w przypadku fal typu TEM, nie może być wówczas stosowany.

Zastosowanie teorii obwodów quasistacjonarnych w przypadku linii długiej, jaką stanowi przewód wielkiej częstotliwości, sprowadza analizę własności transmisyjnych przewodu do badania własności łańcucha, utworzonego z nieskończonej du-

żej liczby połączonych szeregowo ogniw z rys. 5. Analiza własności takiego łańcucha prowadzi natomiast do równań różniczkowych drugiego rzędu, zwanych równaniami telegrafistów, których rozwiązania pozwalają określić napięcie i prąd w dowolnym punkcie przewodu [1].

Wartości napięcia i prądu w rozpatrywanym punkcie przewodu zależą od ich wartości brzegowych na początku przewodu, od odległości  $s$  tego punktu od początku przewodu oraz od parametrów falowych przewodu, do których należy impedancja falowa  $Z$ , nazywana także impedancją charakterystyczną, oraz tamowność falowa jednostkowa  $\gamma$ , zwana również współczynnikiem propagacji. W przypadku przewodu elektrycznie jednorodnego, to znaczy takiego, którego własności są identyczne w dowolnym jego punkcie, impedancja falowa  $Z$  jest następującą funkcją parametrów jednostkowych przewodu [1]:

$$Z = W - jX = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad /4/$$

podczas gdy tamowność jednostkowa  $\gamma$  zależy od tych parametrów w następujący sposób [1]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{R + j\omega L / G + j\omega C}, \quad /5/$$

przy czym  $\omega = 2\pi f$ .

Składowa rzeczywista  $\alpha$  tamowności falowej jednostkowej nosi nazwę tłumienności falowej jednostkowej i charakteryzuje zmiany amplitudy fali napięcia lub prądu na odcinku przewodu o jednostkowej długości w warunkach dopasowania falowego. Składowa urojona  $\beta$  tej tamowności nazwana została prze-

suwnością falową, jednostkową i charakteryzuje zmiany fazy fali na odcinku przewodu o jednostkowej długości w stanie dopasowania falowego. Stan dopasowania falowego występuje natomiast wtedy, gdy impedancja wejściowa odbiornika, dołączonego do końca przewodu, jest równa impedancji falowej przewodu. Impedancja wejściowa przewodu obciążonego jego impedancją falową jest równa impedancji falowej.

W zakresie wielkich częstotliwości  $R \ll \omega L$  oraz  $G \ll \omega C$ , w związku z czym wzory /4/ i /5/ można zastąpić następującymi związkami przybliżonymi:

$$W \approx \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad /6/$$

$$X \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left( \frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C} \right), \quad /7/$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2W} + \frac{GW}{2}. \quad /8/$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{LC}. \quad /9/$$

Pierwszy z tych związków daje błąd obliczeń nie większy niż 1,3%, jeżeli  $\omega L \geq 3,5 R$ , drugi - błąd obliczeń mniejszy niż 2%, jeżeli  $\omega L \geq 3,5 R$  i  $RC \geq 3LG$ , trzeci i czwarty natomiast dają błędy obliczeń mniejsze niż 1%, jeżeli  $\omega L \geq 3,5 R$  [2].

Znając parametry jednostkowe przewodu można zatem ze związków /6/ ÷ /9/ wyznaczyć jego parametry falowe. Rachunek wskazuje, że przy bardzo dużych częstotliwościach składowa urojona  $X$  impedancji falowej  $Z$  jest bardzo mała, wobec czego im-



pedancja falowa przewodu jest praktycznie rzeczywista, równa w przybliżeniu określonej przez związek /6/ składowej rzeczywistej.

### 3. PRZEWODY WSPÓŁOSIOWE

#### 3.1. Budowa i zastosowanie

Krajowy przemysł kablowy produkuje aktualnie wyłącznie giętkie przewody współosiowe o budowie i własnościach zgodnych z zaleceniami Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej [3,4,5] oraz z wymaganiami polskich norm PN-64/T-90600 i PN-64/T-90601 [6,7].

Żyłę wewnętrzną przewodów współosiowych produkcji krajowej są jednodrutowe lub wielodrutowe, wykonane z miękkich drutów miedzianych. Na żyłę wewnętrzną wytłaczana jest z polietylenu wysokociśnieniowego jednolita izolacja, której oś symetrii pokrywa się z osią symetrii żyły wewnętrznej. Żyłę zewnętrzną przewodów stanowi pojedynczy lub podwójny opłot symetryczny z miękkich drutów miedzianych, nałożony na izolację o przekroju kołowym. Dzięki współosiowości powierzchni zewnętrznej izolacji oraz żyły wewnętrznej oś symetrii opłotu pokrywa się również z osią symetrii żyły wewnętrznej, a zatem obie żyły przewodu mają wspólną oś symetrii; stąd wywodzi się nazwa "współosiowy".

W cytowanych wcześniej normach przewiduje się wytłaczanie na żyłę zewnętrzną o postaci opłotu powłoki z polwinitu suspensyjnego oponowego. Przewód o takiej powłoce może być instalowany i może trwale pracować w otoczeniu o temperaturze od  $-30$  do  $+70^{\circ}\text{C}$ . Przy najniższej temperaturze tego za-

kresu przewód jest bardzo sztywny, jednakże może być zginany, bez obawy o uszkodzenie powłoki lub izolacji, jeżeli promień zginania jest większy od pięciu średnic zewnętrznych przewodu.

Warunki techniczne WT-73/K-031 [8] przewidują wytłaczanie na żyłę zewnętrzną powłoki z polietylenu wysokociśnieniowego, odpornego na działanie światła oraz na korozję naprężeniową. Przewód o powłoce polietylenowej przystosowany jest do pracy w otoczeniu o temperaturze od  $-60^{\circ}$  do  $+80^{\circ}\text{C}$ .

Przewody w obu rodzajach powłok mogą pracować w atmosferze o wilgotności względnej do 100%, jednakże przy bardzo dużej wilgotności względnej trwalsze są przewody o powłokach polietylenowych, ponieważ skraplająca się na powłoce para wodna może wyłukiwać zmiękczacze z polwinitu.

Przy transmisji energii po przewodzie współosiowym najwyższą temperaturę osiąga jego żyła wewnętrzna. W przypadku izolacji polietylenowej temperatura ta nie może przekroczyć  $85^{\circ}\text{C}$ .

Wymiary konstrukcyjne giętkich przewodów współosiowych produkcji krajowej podano w tablicy 1. Przyjęte w tej tablicy oznaczenia przewodów są zgodne z obowiązującymi normami; litera "W" jest pierwszą literą słowa "współosiowy", litery "D" - "drut" oraz "L" - "linka" odnoszą się do budowy żyły wewnętrznej, litery "ek" oznaczają obecność podwójnego opłotu, pierwsza liczba oznacza znamionową impedancję falową przewodu w omach, a pozostałe dwie liczby - średnicę zewnętrzną żyły wewnętrznej oraz średnicę zewnętrzną izolacji w mm.

W niedalekiej przyszłości przewidywane jest rozszerzenie asortymentu produkowanych w kraju przewodów poprzez zwiększenie liczby rodzajów przewodów giętkich o jednolitej izolacji

Wymiary konstrukcyjne przewodów wspólnych produkcji krajowej

Rodzaj przewodu	Liczba i średnica w mm drutów żytych wewnętrznej	Najmniejsza grubość izolacji	Średnica żytych izolowanej	Średnica drutów oplotu	Grubość powłoki zewnętrznej	Średnica zewnętrzna przewodu
		mm	mm	mm	mm	mm
1	2	3	4	5	6	7
WL 50-0,51/1,5	7x0,17	0,40	1,50±0,10	0,10	0,43±0,13	2,8±0,2
WL 50-0,96/2,95	7x0,32	0,80	2,95±0,13	0,15	0,75±0,17	5,0±0,2
WD 50-0,90/2,95	1x0,90	0,85	2,95±0,13	0,15	0,75±0,17	5,0±0,2
WDek 50-0,90/2,95	1x0,90	0,85	2,95±0,13	0,15	0,75±0,17	5,6±0,2
WL 50-2,25/7,25	7x0,75	2,00	7,25±0,25	0,20	1,05±0,20	10,3±0,3
WLek 50-2,25/7,25	7x0,75	2,00	7,25±0,25	0,20	1,05±0,20	11,1±0,3
WD 50-5,0/17,3	1x5,0	5,50	17,3±0,4	0,25	1,80±0,30	22,0±0,5
WDek 50-5,0/17,3	1x5,0	5,50	17,3±0,4	0,25	1,80±0,30	23,0±0,5

1	2	3	4	5	6	7
WL 75-0,63/3,7	7x0,21	1,25	3,70+0,13	0,15	0,80+0,20	6,0+0,2
WLek 75-0,63/3,7	7x0,21	1,25	3,70+0,13	0,15	0,80+0,20	6,6+0,2
WD 75-0,59/3,7	1x0,59	1,25	3,70+0,13	0,15	0,80+0,20	6,0+0,2
WL 75-1,2/7,25	7x0,40	2,40	7,25+0,25	0,20	1,05+0,20	10,3+0,3
WLek 75-1,2/7,25	7x0,40	2,40	7,25+0,25	0,20	1,05+0,20	11,1+0,3
WD 75-1,15/7,25	1x1,15	2,50	7,25+0,25	0,20	1,05+0,20	10,3+0,3
WD 75-2,7/17,3	1x2,70	6,60	17,3+0,4	0,25	1,80+0,30	22,0+0,5

polietylenowej oraz przez wprowadzenie do produkcji przewodów półgiętkich, w których zamiast opłotów stosowane będą żyły zewnętrzne zwijane w rurkę z zakładką, równoległą do osi symetrii przewodu, z karbowanych taśm miedzianych. Przewody półgiętkie mają lepsze własności transmisyjne i sprzężeniowe, niż przewody giętkie, jednakże nie mogą być wielokrotnie zginane. Ponadto przewiduje się także uruchomienie produkcji przewodów współosiowych miniaturowych, stosowanych coraz szerzej w nowoczesnych, zminiaturyzowanych urządzeniach elektronicznych. Budowa tych przewodów będzie identyczna, jak w przypadku aktualnie produkowanych przewodów giętkich, jednakże ich wymiary zostaną poważnie zredukowane.

Odrębną grupę giętkich przewodów współosiowych stanowią przewody przystosowane do pracy w podwyższonych temperaturach. Rozwiązania konstrukcyjne takich przewodów zależą w głównej mierze od maksymalnej dopuszczalnej temperatury trwałej pracy.

Z uwagi na utlenianie się miedzi w podwyższonych temperaturach druty miedziane na żyły wewnętrzne i zewnętrzne /o postaci opłotów/ są z reguły pokrywane galwanicznie cienką warstwą srebra. Izolacja przewodów wykonywana jest z tworzyw fluoroorganicznych, do których należą między innymi polichlorofluoroetylen /PTFE, maksymalna temperatura pracy ciągłej 260°C/, kopolimer czterofluoroetylenu i nadfluoropropylenu /teflon FEP, maksymalna temperatura pracy ciągłej 200°C/ oraz teflon PFA /maksymalna temperatura pracy ciągłej 260°C/. Zastosowanie pierwszego z wymienionych materiałów jest ograniczone, gdyż nie nadaje się on do wytłaczania w przeciwieństwie do dwóch pozostałych /izolacja z polichlorofluoroetylen-

nu wykonywana jest najczęściej w postaci obwoju z taśm/.

Ośłony zewnętrzne przewodów wykonywane są w postaci opłotów z włókna szklanego, w postaci obwoju z taśm PTFE lub jako ośłony wytłaczane z teflonu FEP. Podjęcie krajowej produkcji takich przewodów przewidywane jest w najbliższych latach.

Za granicą produkowane są szeroko przewidziane do układania na stałe, na przykład w instalacjach studyjnych lub w telewizyjnej sieci rozdzielczej, sztywne przewody współosiowe, których żyły wewnętrzne są jednodrutowe, miedziane lub bimetaliczne, albo rurkowe spawane z taśm, natomiast żyły zewnętrzne są zawsze spawane z taśm miedzianych lub aluminiowych, a następnie - w przypadku przewodów narażonych na korozję - zabezpieczone przed korozją wytłaczaną powłoką polietylenową. Izolację takich przewodów stanowi najczęściej polietylen piankowy, zawierający zamknięte pory gazowe.

Izolacja z polietylenu piankowego, a także inne rodzaje izolacji powietrzno-dielektrycznej są również często stosowane w giętkich przewodach współosiowych.

Zakres zastosowań przewodów współosiowych wielkiej częstotliwości jest bardzo szeroki; są one przeznaczone do pracy we wszelkiego rodzaju urządzeniach elektronicznych w zakresie częstotliwości do kilku GHz. Do podstawowych rodzajów urządzeń, w których te przewody są powszechnie stosowane, należą urządzenia radiotechniczne i telewizyjne - nadawcze i odbiorcze, aparatura studyjna, urządzenia radiolokacyjne, radionawigacyjne, meteorologiczne, elektromedyczne i pomiarowe, aparatura geologiczna, geofizyczna, automatyki i sterowania oraz wiele innych.

W szeregu zastosowań temperatury pracy przewodów znacznie

przekraczają maksymalną temperaturę dopuszczalną dla izolacji polietylenowej /85°C/. W takich przypadkach stosowane są przewody w izolacji z tworzyw fluoroorganicznych, na przykład z policzterofluoroetylenu /nazwa handlowa - teflon/, dla którego maksymalna temperatura trwałej pracy wynosi 250°C. Żył takich przewodów są wykonywane z drutów miedzianych srebrzonych, ponieważ miedź przy tak wysokich temperaturach bardzo szybko utlenia się. Przewody o izolacji z tworzyw fluoroorganicznych nie są w kraju produkowane.

### 3.2. Własności transmisyjne przewodów

#### 3.2.1. Parametry jednostkowe

W przedstawionym na rys. 5 układzie zastępczym bardzo krótkiego odcinka przewodu straty energii pola elektromagnetycznego w żyłach, będące konsekwencją konduktywności materiału przewodzącego o wartości skończonej, zostały zastąpione stratami na ciepło Joule'a wydzielające się na skupionej rezystancji  $R_{ds}$ . Łączne straty energii w obu żyłach przewodu współosiowego są oczywiście równe sumie strat energii w każdej z żył, a zatem modelująca sumaryczne straty rezystancja skupiona  $R$ , przypadająca na jednostkę długości bardzo krótkiego odcinka przewodu i nazywana jego rezystancją jednostkową, będzie sumą rezystancji reprezentujących straty w każdej z żył:

$$R = R_a + R_b \quad /10/$$

Wielkości  $R_a$  i  $R_b$  w powyższym związku oznaczają odpowiednio rezystancję jednostkową żyły wewnętrznej oraz rezystancję jednostkową żyły zewnętrznej.

Przy małych częstotliwościach rezystancja jednostkowa żyły wewnętrznej jest praktycznie równa jej rezystancji  $R_{ao}$  dla prądu stałego. Dla żyły jednodrutowej o promieniu przekroju poprzecznego  $r_a$ , wykonanej z materiału o konduktywności  $\sigma$ , rezystancja ta jest określoną zależnością:

$$R_{ao} = \frac{1}{\pi r_a^2 \sigma}, \quad /11/$$

natomiast dla żyły wielodrutowej z  $n$  drutów o promieniu przekroju poprzecznego  $r_o$ :

$$R_{ao} \approx \frac{1}{n \pi r_o^2 \sigma}. \quad /12/$$

Przy większych częstotliwościach rezystancja  $R_a$  zaczyna zwiększać się wraz z częstotliwością z uwagi na wpływ zjawiska naskórkowości, opisanego szczegółowo w wielu dostępnych publikacjach, między innymi w książkach [9,10]. Polega ono na tym, że płynący po żyłce prąd zmienny wytwarza wewnątrz żyły zmienne pole magnetyczne, które indukuje w niej prądy wirowe. Zgodnie z regułą Lenza kierunek tych prądów jest zgodny z prądem płynącym po żyłce przy powierzchni zewnętrznej żyły i przeciwny względem tego prądu w pobliżu osi symetrii żyły. W konsekwencji wypadkowa gęstość prądu rośnie przy powierzchni zewnętrznej żyły i maleje wewnątrz żyły. Przy bardzo dużych częstotliwościach prąd płynie tylko po bardzo cienkiej zewnętrznej warstwie żyły, natomiast wewnątrz żyły gęstość prądu jest bliska zeru.

Można wykazać, że przy częstotliwości  $\omega: 2\pi$  wzrost re-



zystancji żyły wewnętrznej o promieniu  $r_a$ , konduktywności  $\sigma$  i przenikalności magnetycznej  $\mu$ , spowodowany zjawiskiem nasórkowości, daje się opisać równaniem:

$$R_a = R_{a0} f/u_a, \quad /13/$$

w którym:

$$u_a = r_a \sqrt{\omega \mu \sigma}. \quad /14/$$

Wartości liczbowe funkcji  $f/u$  podane są w książkach [9,10]. Przy bardzo dużych częstotliwościach  $u > 10$

$$f/u \approx \frac{1}{4} /u \sqrt{2} + 1/ , \quad /15/$$

a zatem rezystancja jednostkowa żyły wewnętrznej rośnie wówczas proporcjonalnie do pierwiastka z częstotliwości.

Autor tej pracy udowodnił, że żyła wewnętrzna wielodrutowa, o promieniu  $r_z$  okręgu opisanego na jej przekroju poprzecznym, jest równoważna żyłce jednodrutowej o promieniu  $r_a$  określonym przez zależność:

$$r_a = k_a r_z, \quad /16/$$

w której  $k_a$  jest współczynnikiem zależnym od budowy żyły wielodrutowej [9,10]. Dla żyły siedmiodrutowej  $/r_z = 3r_o/$   $k_a = 0,939$ .

Żyły zewnętrzne giętkie przewodów współosiowych wielkiej częstotliwości wykonywane są w postaci symetrycznych opłotów z  $n$  jednakowych drutów o promieniach przekrojów poprzecznych  $r_o$ . W przypadku takich opłotów całkowita, zawsze parzysta liczba  $n$  drutów opłotu jest podzielona na parzystą liczbę

bę  $m$  pasm, z których każde zawiera najczęściej jednakową liczbę  $p$  drutów  $/n = mp/$ . Połowa pasm, zawierających łącznie  $n/2$  drutów, nawijana jest na izolowaną żyłę wewnętrzną - pod kątem  $\xi$  względem prostopadłej do osi symetrii żyły /jest to tak zwany kąt opłotu/, ze skokiem opłotu  $h$  - w jednym kierunku, a druga połowa pasm nawijana jest pod takim samym kątem i z jednakowym skokiem w drugim kierunku, z tym że podczas nawijania pasma jednego i drugiego kierunku przeplatają się wzajemnie /rys. 1/. Skokiem opłotu  $h$  nazywa się odległość dwóch sąsiednich punktów osi symetrii tego samego drutu, zajmujących jednakowe położenie w przekroju poprzecznym opłotu, przy czym odległość tę mierzy się wzdłuż prostej równoległej do osi symetrii opłotu.

Po usunięciu z opłotu pasm jednego kierunku otrzymuje się jedną warstwę  $n/2$  drutów, zwaną obwojem. Gęstość takiej warstwy charakteryzuje tak zwany współczynnik krycia jednostronnego  $k_1$  równy stosunkowi części powierzchni walca - o promieniu przekroju poprzecznego  $r_2$  równym średniemu promieniowi przekroju opłotu - zakrytej przez druty, do całkowitej powierzchni walca [10]:

$$k_1 = \frac{n r_o}{2\pi r_2 \sin \xi} = \frac{n r_o}{h \cos \xi} \quad /17/$$

Występujący w ostatniej zależności kąt opłotu  $\xi$  można określić ze związku:

$$\operatorname{tg} \xi = \frac{h}{2\pi r_2} \quad /18/$$

Badania przeprowadzone przez L. Krüßgela [11] oraz l.l.

Grodniowa i K.J. Siergieiczuka [12] wykazały, że własności oplotu praktycznie nie zależą od stanu powierzchni drutów i przy jednakowej budowie geometrycznej oplotu są niemal identyczne w przypadku zastosowania drutów gołych, ocynowanych, posrebrzonych, jak i polakierowanych. Rezultaty tych badań dowodzą, że w reżimie quasistacjonarnym prąd płynie wzdłuż drutów, a rezystancje kontaktowe między krzyżującymi się drutami o różnych kierunkach nawinięcia nie odgrywają praktycznie żadnej roli. Konsekwencją takiego stanu rzeczy jest fakt, że przy prądzie stałym rezystancja jednostkowa  $R_{bo}$  oplotu jest w przybliżeniu równa wypadkowej rezystancji równoległego połączenia wszystkich drutów wchodzących w skład oplotu o jednostkowej długości. Zakładając, że druty oplotu o promieniach przekrojów poprzecznych  $r_o$  są wykonane z materiału przewodzącego o konduktywności  $\sigma$  i uwzględniając  $1/\sin \xi$  - krotne wydłużenie każdego drutu w stosunku do długości oplotu, rezystancję jednostkową oplotu dla prądu stałego można przedstawić w postaci:

$$R_{bo} = \frac{1}{n \pi r_o^2 \sin \xi} \quad /19/$$

Zagadnienie obliczania rezystancji jednostkowej oplotu dla prądu zmiennego w szerokim zakresie częstotliwości było do niedawna zagadnieniem nie rozwiązany z uwagi na złożoną strukturę geometryczną oplotu i występowanie obok lokalnego zjawiska naskórkowości w każdym z drutów wzajemnego wpływu pola magnetycznego, wytwarzanego przez poszczególne druty, na druty pozostałe /zjawisko bliskości sąsiednich drutów/, a także wpływu pola magnetycznego żyły wewnętrznej na druty

oplotu /zjawisko bliskości żyły wewnętrznej/. Te zewnętrzne względem konkretnego drutu opłotu zmienne w czasie pola magnetyczne indukują w tym drucie prądy wirowe, a więc są przyczyną dodatkowych strat energii elektromagnetycznej na ciepło Joule'a. Dokładny opis mechanizmu zjawisk zachodzących w oplocie wykracza poza ramy niniejszej pracy i będzie wkrótce opublikowany w jednym z periodyków. Analiza tego mechanizmu pozwoliła na uzyskanie następującej zależności rezystancji  $R_b$  opłotu od jego budowy przy dowolnej częstotliwości:

$$R_b = R_{bo} \left[ f/u_o/ + g/u_o/D/k_{1r}, \xi / \right] \quad /20/$$

przy czym:

$$u_o = r_o \sqrt{\omega \mu \sigma}, \quad /21/$$

$$k_{1r} = \sqrt[p]{\frac{k_1}{k_1 + p/1 - k_1}} \quad /22/$$

funkcja  $f/u/$  jest identyczna z występującą w wyrażeniu /13/, natomiast wartości liczbowe funkcji  $g/u/$  podane są w książkach [9,10]. Przy bardzo dużych częstotliwościach  $/u > 5/$

$$g/u/ \approx \frac{1}{2} /u \sqrt{2-1/}, \quad /23/$$

a zatem rezystancja jednostkowa opłotu jest wówczas także proporcjonalna do pierwiastka z częstotliwości.

Występująca w zależności /20/ funkcja  $D/k_{1r}, \xi/$  zależy od kąta opłotu  $\xi$  i za pośrednictwem  $k_{1r}$  od współczynnika krycia jednostronnego  $k_1$  opłotu, a więc od gęstości opłotu. Warto-

T a b l i c a 2

Wartości funkcji  $D/k_{1r}, \zeta/$ 

$\zeta / k_{1r}$	45°	50°	55°	60°	65°	70°	75°	80°
0,05	0,13814	0,13430	0,14141	0,15633	0,17565	0,19618	0,21512	0,23025
0,10	0,17715	0,17941	0,19441	0,21867	0,24821	0,27900	0,30732	0,33000
0,15	0,24087	0,25260	0,27992	0,31878	0,36427	0,41108	0,45403	0,48846
0,20	0,32760	0,35125	0,39421	0,45170	0,51753	0,58476	0,64630	0,69567
0,25	0,43528	0,47228	0,53301	0,61175	0,70083	0,79137	0,87413	0,94049
0,30	0,56180	0,61259	0,69202	0,79334	0,90720	1,02258	1,12791	1,21233
0,35	0,70517	0,76931	0,86742	0,99154	1,13056	1,27121	1,39951	1,50228
0,40	0,86372	0,94009	1,05605	1,20240	1,36614	1,53173	1,68271	1,80361
0,45	1,03610	1,12210	1,25557	1,42303	1,61055	1,80026	1,97327	2,11179
0,50	1,22135	1,31705	1,46436	1,65149	1,86158	2,07440	2,26862	2,42417
0,55	1,41883	1,52112	1,68142	1,88666	2,11800	2,35288	2,56747	2,73946
0,60	1,62816	1,73484	1,90623	2,12798	2,37929	2,63522	2,86945	3,05737
0,65	1,84915	1,95800	2,13860	2,37532	2,64540	2,92150	3,17476	3,37821
0,70	2,08176	2,19056	2,37855	2,62881	2,91660	3,21213	3,48396	3,70268

$\frac{\beta}{k_{1r}}$	45°	50°	55°	60°	65°	70°	75°	80°
0,75	2,32600	2,43261	2,62623	2,88872	3,19332	3,50772	3,79780	4,03165
0,80	2,58193	2,68424	2,88188	3,15544	3,47610	3,80897	4,11716	4,36613
0,85	2,84962	2,94561	3,14575	3,42936	3,76552	4,11665	4,44296	4,70717
0,90	3,12916	3,21688	3,41812	3,71094	4,06221	4,43155	4,77615	5,05585
0,95	3,42063	3,49821	3,69930	4,00062	4,36678	4,75447	5,11769	5,41325
1,00	3,72415	3,78980	3,98958	4,29886	4,67987	5,08623	5,46856	5,78048

ści liczbowe tej funkcji podane są w tablicy 2 oraz na rys.6 i 7.

Przystępując do wyznaczenia indukcyjności jednostkowej przewodu współosiowego należy uwzględnić obecność pola magnetycznego w materiale przewodzącym obu żył. Całkowita energia zmagazynowana w polu magnetycznym bardzo krótkiego odcinka przewodu będzie sumą energii zmagazynowanej wewnątrz żył oraz energii zmagazynowanej w otoczeniu żył. Oznaczając zatem indukcyjności reprezentujące strumienie magnetyczne wewnątrz każdej z żył o jednostkowej długości, nazywane jednostkowymi indukcyjnościami wewnętrznymi żył, przez  $L_a$  i  $L_b$ , natomiast indukcyjność jednostkową, reprezentującą strumień magnetyczny w otoczeniu żył, określaną mianem indukcyjności zewnętrznej przewodu, przez  $L_o$ , indukcyjność jednostkową  $L$  przewodu można przedstawić w postaci następującej sumy:

$$L = L_o + L_a + L_b \quad /24/$$

Z uwagi na przenikanie części strumienia magnetycznego z wnętrza przewodu do zewnętrznego otoczenia poprzez szczeliny między drutami giętki przewód współosiowy jest równoważny przewodowi z żyłą zewnętrzną jednolitą o promieniu wewnętrznym nieco większym od promienia powierzchni izolacji  $r_2 - 2r_o$ . Badania wykazały, że promień ten jest w przybliżeniu równy  $r_2$ , w związku z czym pierwszy składnik prawej strony równości /24/ może być obliczony ze wzoru:

$$L_o = \frac{\mu_o}{2\pi} \ln \frac{r_2}{r_a} \quad /25/$$

w którym  $\mu_o$  - przenikalność magnetyczna próżni - jest prze-

nikalnością magnetyczną niemagnetycznego materiału izolacyjnego /na przykład polietylenu/.

Drugi składnik równości /24/ jest całkowicie zdeterminowany przez zjawisko naskórkowości w żyłce wewnętrznej i wyraża się zależnością [9,10]:

$$L_a = \frac{\mu}{8\pi} q /u_a/ . \quad /26/$$

Występujące w tej zależności wielkości są takie same, jak w związku /13/ z wyjątkiem funkcji  $q/u/$ , której wartości liczbowe podane są w książkach [9,10]. Funkcja  $q/u/$  maleje ze wzrostem argumentu  $u$ , a więc indukcyjność wewnętrzna  $L_a$  maleje ze wzrostem częstotliwości /zmniejsza się strumień magnetyczny wewnątrz żyły wewnętrznej/.

Ostatni składnik równości /24/ jest zdeterminowany przez mechanizm zjawisk zachodzących w oplocie i może być obliczony ze wzoru:

$$L_b = \frac{\mu}{8n\pi \sin \xi} \left\{ q/u_o/ + 4 \left[ 1 - p/u_o/ \right] D/k_{1r}, \xi \right\}, \quad /27/$$

w którym występują te same wielkości, co w wyrażeniach /19/ i /20/, poza funkcją  $p/u/$ , której wartości liczbowe podane są w książkach [9,10]. Różnica  $1-p/u/$  także maleje ze wzrostem argumentu  $u$ , w związku z czym indukcyjność wewnętrzna  $L_b$  zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości. W rezultacie przy bardzo dużych częstotliwościach indukcyjność przewodu współosiowego jest bliska jego indukcyjności zewnętrznej.

W związku z częściowym przenikaniem pola elektrycznego z wnętrza przewodu do otoczenia żyła zewnętrzna o postaci opłotu jest równoważna żyłce jednolitej o promieniu wewnętrzn-



nym równym w przybliżeniu  $r_2$ . Pojemność jednostkową  $C$  przewodu można zatem wyznaczyć ze związku:

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{r_2}{r_a}}, \quad /28/$$

w którym  $\epsilon$  jest przenikalnością elektryczną izolacji przewodu /dla polietylenu  $\epsilon = 2,3 \epsilon_0$  niezależnie od częstotliwości, przy czym  $\epsilon_0$  jest przenikalnością próżni/.

Upływność jednostkowa  $G$  przewodu współosiowego w zakresie wielkich częstotliwości jest uwarunkowana stratami dielektrycznymi w materiale izolacyjnym i zależy od kąta stratności  $\delta$  dielektryka. Jest ona proporcjonalna do tak zwanego współczynnika stratności dielektrycznej  $\tan \delta$  materiału izolacyjnego i wyraża się zależnością:

$$G = \omega C \tan \delta. \quad /29/$$

W przypadku polietylenu  $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$  praktycznie niezależnie od częstotliwości /do około 1 GHz/, w związku z czym upływność  $G$  jest wówczas proporcjonalna do częstotliwości.

### 3.2.2. Parametry falowe

Przytoczone w p. 3.2.1 zależności umożliwiają obliczenie parametrów jednostkowych przewodu współosiowego przy dowolnej częstotliwości z wystarczającą dla praktyki dokładnością. W oparciu o obliczone wartości parametrów jednostkowych można z kolei wyznaczyć ze związków /6/ ÷ /9/ parametry falowe przewodu, uzyskując łącznie dokładność lepszą od dokładności przeciętnego układu pomiarowego.

Ze względu na bardzo dobrą zgodność wyników obliczeń z wynikami pomiarów wspomniane zależności zostały wykorzystane do optymalizacji konstrukcji przewodów współosiowych. W myśl związków /8/, /10/, /13/, /19/ i /20/ tłumienność falowa przewodu przy konkretnej, bardzo dużej częstotliwości, zależy od parametrów konstrukcyjnych opłotu. Należało zatem sprawdzić, czy przy stałej impedancji falowej przewodu /50 lub 75 omów/, narzuconej warunkami dopasowania do urządzeń elektronicznych, istnieje możliwość takiego doboru parametrów konstrukcyjnych opłotu, przy którym tłumienność falowa przewodu osiąga najmniejszą wartość. Zgodnie ze związkiem /8/ ma to miejsce wówczas, gdy rezystancja jednostkowa  $R_b$  żyty zewnętrznej przyjmuje najmniejszą możliwą wartość, gdyż rezystancja jednostkowa  $R_a$  żyty wewnętrznej nie zależy od budowy opłotu.

W oparciu o zależności /15/, /19/, /20/ i /23/ rezystancję jednostkową  $R_b$  żyty zewnętrznej o postaci opłotu przy stałej, bardzo dużej częstotliwości można przedstawić w postaci:

$$R_b \approx \frac{K}{n \sin \xi} [1 + 2D/k_{1r}, \xi], \quad /30/$$

przy czym  $K$  jest stałym współczynnikiem. Jeżeli występującą w ostatniej równości liczbę  $n$  drutów opłotu będziemy uważać za stałą, to przy niewielkich różnicach pomiędzy wielkościami  $k_{1r}$  oraz  $k_1$  na podstawie związku /17/ można uważać, że  $k_{1r}$  będzie przy  $n = \text{const}$  odwrotnie proporcjonalne do sinusa kąta  $\xi$ . Względną miarą rezystancji opłotu będzie wówczas funkcja:

$$G/k'_{1r}, \xi / = \frac{1}{\sin \xi} \left[ 1 + 2D \left( \frac{k'_{1r}}{\sin \xi}, \xi \right) \right], \quad /31/$$

której zależność od kąta oplotu  $\xi$  przy różnych stałych wartościach parametru  $k'_{1r}$  uwidocznił na rys. 8; parametr  $k'_{1r}$  odpowiada najmniejszej gęstości, jaką osiąga oplot o stałej liczbie identycznych drutów / $n = \text{const}$ ,  $r_o = \text{const}$ / przy  $\xi = 90^\circ$ .

Przedstawione na rys. 8 dane wskazują, że dla  $k'_{1r} \geq 0,1$  rezystancja jednostkowa przy bardzo dużej, stałej częstotliwości, oplotu wykonanego z niezmiennej liczby identycznych drutów osiąga niezbyt ostre minimum w zakresie kątów  $60^\circ < \xi < 70^\circ$ . Dla oplotów o dużej gęstości najmniejsza wartość rezystancji jednostkowej może być o 30% mniejsza niż rezystancja uzyskiwana przy kącie oplotu  $\xi = 45^\circ$ .

Dla oplotu o stałej liczbie identycznych drutów masa drutów, przypadająca na jednostkę długości oplotu, zmniejsza się ze wzrostem kąta  $\xi$ . Stałość masy oplotu o jednostkowej długości uzyskuje się przy  $k_1 = \text{const}$ , a więc także przy  $k_{1r} = \text{const}$ . Jeżeli oplot o stałej masie będzie przy różnych wartościach kąta  $\xi$  wykonywany z identycznych drutów / $r_o = \text{const}$ /, to zgodnie ze wzorem /17/ liczba  $n$  drutów oplotu powinna być proporcjonalna do  $\sin \xi$ , gdyż tylko wtedy  $k_1 = \text{const}$  niezależnie od kąta  $\xi$ . Uwzględniając w wyrażeniu /30/ taką zależność liczby  $n$  od kąta oplotu otrzymuje się następującą funkcję:

$$H/k_{1r}, \xi / = \frac{1}{\sin^2 \xi} \left[ 1 + 2D/k_{1r}, \xi / \right] \quad /32/$$

jako miarę względną rezystancji jednostkowej oplotu o stałej masie jednostkowej, wykonanego z identycznych drutów  $/r_o = \text{const}/$ , niezależnie od kąta oplotu. Zależność tej funkcji od kąta  $\varphi$  przy różnych, stałych wartościach współczynnika  $k_{1r}$  ilustrują krzywe uwidocznione na rys. 9. Krzywe te dowodzą, że przy  $k_{1r} \geq 0,2$  również w przypadku oplotu o niezmienniej masie  $/k_1 = \text{const}/$ , przypadającej na jednostkę długości, wykonywanego z identycznych drutów  $/r_o = \text{const}/$ , minimum rezystancji jednostkowej oplotu dla prądu zmiennego o bardzo dużej częstotliwości występuje również w zakresie kątów oplotu zawartych w granicach od  $60$  do  $70^\circ$ . Tak na przykład, najmniejsza rezystancja oplotu o współczynniku  $k_{1r} = 0,7$  jest o ponad 20% mniejsza niż rezystancja uzyskiwana przy kącie oplotu równym  $45^\circ$ .

Przedstawione rezultaty analizy upoważniają do stwierdzenia, że zakres kątów oplotu zawarty w granicach od  $60$  do  $70^\circ$  powinien być uważany za zakres kątów optymalnych, przy których osiąga się najmniejszą rezystancję jednostkową oplotu, a więc także najmniejszą możliwą do uzyskania tłumienność falową jednostkową przewodu współosiowego. Z tego powodu kąty oplotów aktualnie produkowanych w kraju przewodów współosiowych należą do tego zakresu /por. tabl. 16 na str. 48/. Wymagane własności elektryczne tych przewodów przedstawiono w tabl. 3, a typowe charakterystyki częstotliwościowe ich parametrów falowych, uzyskane w wyniku pomiarów pobranych losowo z bieżącej produkcji próbek przewodów z oplotami o budowie zgodnej z tabl. 16, pódano w tabl. 4 ÷ 15.

Własności elektryczne przewodów współosiowych produkcji krajowej

Rodzaj przewodu	Pojemność jednostkowa	Średnia impedancja falowa przy 200 MHz	Tłumienność falowa jednostkowa przy 200 MHz, co najwyżej	Napięcie próbiercze izolacji /50 Hz/, wartość skuteczna	Napięcie początkowe ulotu /korony/ przy 50 Hz, co najmniej
	pF/m	omów	dB/m	kV	kV
WL 50-0,51/1,5	100±4	50±2	0,45	2	1
WL 50-0,96/2,95			0,24	4	2
WD 50-0,90/2,95			0,22	4	2
WDek 50-0,90/2,95			0,22	4	2
WL 50-2,25/7,25			0,11	10	5
WLek 50-2,25/7,25			0,11	10	5
WD 50-5,0/17,3			0,056	22	9
WDek 50-5,0/17,3			0,056	22	9
WL 75-0,63/3,7	67±2,6	75±3	0,22	4,2	2
WLek 75-0,63/3,7			0,22	4,2	2
WD 75-0,59/3,7			0,19	4,2	2
WL 75-1,2/7,25			0,12	8,0	4
WLek 75-1,2/7,25			0,12	8,0	4
WD 75-1,15/7,25			0,10	8,0	5
WD 75-2,7/17,3			0,056	18,0	9

T a b l i c a 4

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WL 50-0,51/1,5

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	114,18	100,88	5,53	0,72
0,015	96,13	79,89	6,57	0,91
0,020	85,79	67,11	7,36	1,08
0,030	74,33	51,67	8,49	1,41
0,050	64,37	35,90	9,83	2,03
0,070	60,11	27,58	10,6	2,65
0,100	57,17	20,47	11,2	3,60
0,150	55,27	14,22	11,9	5,22
0,200	54,37	11,27	12,5	6,88
0,300	53,52	8,11	13,6	10,2
0,500	52,90	6,06	16,2	16,7
1,0	51,73	4,16	22,5	32,7
1,5	51,02	3,41	27,9	48,3
2,0	50,56	2,98	32,7	63,9
3,0	50,00	2,47	40,9	94,8
5,0	49,40	1,95	55,0	156,0
7,0	49,04	1,69	66,2	216,9
10,0	48,74	1,43	80,4	308,0
15,0	48,46	1,19	101	459,3
30,0	48,09	0,85	143	911,2
50,0	47,90	0,66	192	1513
70,0	47,80	0,56	232	2114
100	47,71	0,47	283	3016
150	47,62	0,38	353	4515
200	47,57	0,33	416	6014
300	47,51	0,27	519	9009
500	47,45	0,21	682	14994
700	47,42	0,18	825	20346
1000	47,39	0,15	1000	29945

T a b l i c a 5

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WD 50-0,90/2,95

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	74,97	50,94	2,85	0,48
0,015	66,93	38,17	3,20	0,64
0,020	62,89	30,60	3,42	0,81
0,030	59,13	21,97	3,69	1,14
0,050	56,56	14,27	4,00	1,81
0,070	55,61	10,84	4,26	2,50
0,100	54,84	8,26	4,65	3,52
0,150	54,04	6,22	5,29	5,20
0,200	53,69	5,19	5,83	6,85
0,300	52,89	3,94	6,81	10,2
0,500	51,96	2,86	8,30	16,7
1,0	51,27	1,98	11,5	33,0
1,5	50,92	1,64	14,4	49,2
2,0	50,68	1,44	16,9	65,3
3,0	50,40	1,20	21,1	97,4
5,0	50,15	0,93	27,6	161
7,0	50,00	0,79	33,0	225
10,0	49,80	0,70	39,6	321
15,0	49,70	0,59	49,2	480
30,0	49,46	0,39	68,3	957
50,0	49,36	0,31	91,2	1592
70,0	49,32	0,27	111	2227
100	49,28	0,22	137	3179
150	49,23	0,18	173	4766
200	49,21	0,16	202	6352
300	49,18	0,13	255	9522
500	49,15	0,10	338	15860
700	49,13	0,08	404	22196
1000	49,12	0,07	493	31699

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego Wdek 50-0,90/2,95

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	70,11	42,59	2,34	0,44
0,015	63,88	31,30	2,58	0,61
0,020	60,93	24,78	2,73	0,77
0,030	58,32	17,56	2,90	1,11
0,050	56,61	11,41	3,15	1,79
0,070	55,93	8,79	3,40	2,48
0,100	55,31	6,88	3,80	3,50
0,150	54,57	5,41	4,50	5,18
0,200	54,21	4,67	5,12	6,82
0,300	53,34	3,71	6,25	10,1
0,500	52,40	2,77	7,90	16,6
1,0	51,62	1,97	11,3	32,7
1,5	51,24	1,64	14,2	48,7
2,0	51,00	1,44	16,6	64,6
3,0	50,71	1,19	20,8	96,4
5,0	50,42	0,93	27,1	160
7,0	50,26	0,79	32,3	223
10,0	50,16	0,70	38,8	318
15,0	50,02	0,57	47,7	475
30,0	49,75	0,39	65,7	947
50,0	49,67	0,31	88,1	1576
70,0	49,64	0,27	107	2205
100	49,63	0,22	131	3146
150	49,58	0,18	166	4717
200	49,52	0,16	196	6286
300	49,49	0,13	243	9423
500	49,46	0,10	318	15695
700	49,44	0,08	382	21965
1000	49,43	0,07	463	31369



Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WL 50-0,96/2,95

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	75,08	52,07	2,98	0,49
0,015	66,74	39,14	3,36	0,66
0,020	62,51	31,44	3,60	0,82
0,030	58,49	22,63	3,89	1,15
0,050	55,81	14,70	4,21	1,83
0,070	54,82	11,14	4,47	2,52
0,100	54,04	8,47	4,86	3,54
0,150	55,68	6,07	5,23	5,43
0,200	52,73	5,30	6,20	6,92
0,300	51,88	4,12	7,33	10,3
0,500	51,15	3,27	9,16	16,9
1,0	50,30	2,27	12,9	33,2
1,5	49,90	1,88	16,1	49,4
2,0	49,65	1,66	18,9	65,5
3,0	49,30	1,38	23,7	97,6
5,0	49,00	1,08	31,2	162
7,0	48,80	0,92	37,4	225
10,0	48,60	0,78	45,2	321
15,0	48,50	0,64	56,5	480
30,0	48,30	0,45	80,5	955
50,0	48,20	0,36	106	1588
70,0	48,14	0,31	129	2220
100	48,08	0,28	157	3168
150	48,03	0,23	196	4746
200	48,00	0,20	230	6325
300	47,96	0,16	284	9480
500	47,93	0,13	375	15789
700	47,91	0,11	450	22095
1000	47,89	0,09	540	31553

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WL 50-2,25/7,25

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	57,17	14,80	0,82	0,36
0,015	56,00	10,64	0,88	0,53
0,020	55,38	8,56	0,95	0,71
0,030	54,55	6,47	1,07	1,04
0,050	53,63	4,67	1,29	1,71
0,070	53,12	3,79	1,46	2,37
0,100	52,66	3,06	1,68	3,35
0,150	52,24	2,43	1,99	4,98
0,200	51,97	2,06	2,27	6,62
0,300	51,30	1,55	2,86	9,89
0,500	51,23	1,33	3,67	16,3
1,0	50,81	0,99	5,48	32,4
1,5	50,60	0,82	6,87	48,4
2,0	50,48	0,72	8,03	64,4
3,0	50,33	0,59	9,94	96,4
5,0	50,19	0,46	13,0	160
7,0	50,11	0,39	15,6	224
10,0	50,04	0,33	18,9	319
15,0	49,97	0,27	23,7	478
30,0	49,88	0,19	33,2	954
50,0	49,84	0,15	44,7	1589
70,0	49,82	0,13	54,4	2224
100	49,80	0,11	66,6	3176
150	49,78	0,09	85,3	4762
200	49,77	0,08	101	6347
300	49,75	0,06	131	9519
500	49,74	0,05	179	15861
700	49,73	0,04	242	22204
1000	49,72	0,03	275	31712

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WŁek 50-2,25/7,25

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	55,76	11,71	0,65	0,36
0,015	54,91	8,52	0,71	0,53
0,020	54,41	6,99	0,78	0,70
0,030	53,71	5,46	0,91	1,03
0,050	52,82	4,16	1,16	1,69
0,070	52,28	3,50	1,37	2,35
0,100	51,73	2,92	1,63	3,32
0,150	51,23	2,37	1,98	4,93
0,200	50,92	2,03	2,28	6,53
0,300	50,64	1,65	2,81	9,73
0,500	50,34	1,35	3,78	16,1
0,700	49,99	1,15	4,45	22,4
1,5	49,61	0,84	6,83	47,7
2,0	49,44	0,69	7,98	63,4
3,0	49,34	0,60	9,85	94,9
5,0	49,17	0,46	13,0	158
7,0	49,08	0,39	15,5	220
10,0	49,01	0,33	18,7	314
15,0	48,94	0,26	23,2	471
30,0	48,87	0,17	32,0	939
50,0	48,82	0,14	42,7	1564
70,0	48,80	0,12	51,9	2188
100	48,78	0,10	63,8	3125
150	48,75	0,08	85,0	4685
200	48,74	0,07	100	6245
300	48,73	0,06	130	9366
500	48,72	0,05	178	15605
700	48,71	0,04	240	21845
1000	48,70	0,03	274	31200

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WD 75-0,59/3,7

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	110,92	77,86	2,90	0,48
0,015	98,34	58,60	3,28	0,63
0,020	91,94	47,06	3,51	0,79
0,030	85,85	33,72	3,77	1,10
0,050	81,77	21,49	4,01	1,75
0,070	80,44	15,87	4,15	2,41
0,100	79,59	11,62	4,35	3,41
0,150	78,93	8,35	4,71	5,08
0,200	78,46	6,77	5,14	6,74
0,300	77,75	5,24	6,00	10,0
0,500	77,02	4,03	7,47	16,5
1,0	76,01	2,78	10,4	32,6
1,5	75,52	2,28	12,9	48,7
2,0	75,21	1,99	15,0	64,6
3,0	74,83	1,64	18,6	96,4
5,0	74,44	1,28	24,4	160
7,0	74,23	1,08	29,1	223
10,0	74,04	0,91	35,1	318
15,0	73,88	0,75	43,8	476
30,0	73,59	0,52	60,2	948
50,0	73,46	0,41	79,7	1578
70,0	73,40	0,34	96,2	2207
100	73,35	0,29	118	3151
150	73,29	0,23	148	4722
200	73,24	0,20	173	6294
300	73,22	0,16	217	9436
500	73,18	0,12	283	15717
700	73,16	0,10	346	21999
1000	73,14	0,08	420	31418

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WL 75-0,63/3,7

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	113,12	81,81	3,13	0,50
0,015	99,69	61,95	3,55	0,66
0,020	92,73	50,01	3,83	0,82
0,030	85,99	36,06	4,14	1,13
0,050	81,37	23,08	4,42	1,79
0,070	79,82	17,03	4,57	2,46
0,100	78,89	12,39	4,76	3,47
0,150	78,21	8,80	5,10	5,16
0,200	77,86	7,08	5,51	6,84
0,300	77,23	5,45	6,41	10,2
0,500	76,45	4,30	8,06	16,8
1,0	75,26	3,12	11,8	33,0
1,5	74,66	2,58	14,7	48,9
2,0	74,29	2,24	17,1	64,9
3,0	73,85	1,84	21,1	97,5
5,0	73,42	1,42	27,4	162
7,0	73,18	1,21	32,7	226
10,0	72,98	1,02	39,5	321
15,0	72,79	0,84	48,6	481
30,0	72,51	0,56	68,8	958
50,0	72,37	0,42	92,7	1594
70,0	72,31	0,36	108	2229
100	72,24	0,29	135	3182
150	72,19	0,24	175	4770
200	72,16	0,21	208	6357
300	72,12	0,17	256	9529
500	72,08	0,13	339	15872
700	72,06	0,11	405	22212
1000	72,04	0,09	495	31722

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WLeK 75-0,63/3,7

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	111,74	78,08	2,92	0,48
0,015	99,18	58,74	3,30	0,64
0,020	92,80	47,21	3,53	0,80
0,030	86,75	33,87	3,80	1,12
0,050	82,66	21,71	4,06	1,78
0,070	81,27	16,16	4,24	2,45
0,100	80,35	11,95	4,48	3,46
0,150	79,62	8,73	4,92	5,14
0,200	79,12	7,16	5,42	6,81
0,300	78,53	5,69	6,40	10,1
0,500	77,31	4,26	8,03	16,7
1,0	76,17	2,98	11,4	32,8
1,5	75,62	2,44	14,1	48,9
2,0	75,28	2,12	16,4	64,9
3,0	74,90	1,73	20,0	96,8
5,0	74,50	1,33	25,9	161
7,0	74,30	1,13	30,6	224
10,0	74,08	0,97	36,8	319
15,0	73,92	0,68	45,2	478
30,0	73,62	0,54	62,3	952
50,0	73,51	0,42	82,5	1585
70,0	73,44	0,36	99,0	2217
100	73,39	0,30	121	3164
150	73,33	0,25	152	4744
200	73,29	0,21	179	6322
300	73,25	0,17	246	9481
500	73,21	0,13	300	15789
700	73,19	0,11	362	22098
1000	73,18	0,10	441	31560

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WD 75-1,15/7,25

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	84,84	29,83	1,10	0,36
0,015	82,08	20,78	1,15	0,52
0,020	80,94	16,06	1,19	0,69
0,030	80,02	11,25	1,25	1,02
0,050	79,25	7,53	1,40	1,68
0,070	78,76	6,00	1,56	2,34
0,100	78,18	4,82	1,80	3,32
0,150	77,51	3,81	2,14	4,94
0,200	77,01	3,22	2,44	6,55
0,300	76,88	2,58	2,96	9,74
0,500	76,05	2,05	3,77	16,2
1,0	75,44	1,48	5,49	32,0
1,5	75,15	1,22	6,80	47,9
2,0	74,97	1,06	7,90	63,7
3,0	74,77	0,81	9,16	95,3
5,0	74,57	0,67	12,7	158
7,0	74,46	0,57	15,1	221
10,0	74,36	0,47	18,2	316
15,0	74,26	0,39	22,5	473
30,0	74,15	0,26	30,9	944
50,0	74,08	0,20	41,3	1573
70,0	74,05	0,18	50,5	2201
100	74,01	0,15	61,3	3143
150	73,98	0,12	78,8	4712
200	73,97	0,11	96,8	6281
300	73,95	0,09	123	9420
500	73,93	0,07	167	15695
700	73,92	0,06	211	21970
1000	73,91	0,05	255	31380

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego WL 75-1,2/7,25

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	86,16	33,45	1,25	0,37
0,015	82,76	23,42	1,31	0,53
0,020	81,37	18,07	1,35	0,70
0,030	80,24	12,59	1,41	1,03
0,050	79,42	8,27	1,54	1,70
0,070	78,98	6,50	1,70	2,37
0,100	78,46	5,21	1,95	3,36
0,150	77,80	4,15	2,34	5,00
0,200	77,31	3,54	2,69	6,63
0,300	77,24	2,86	3,31	9,84
0,500	76,12	2,27	4,20	16,3
1,0	75,45	1,62	6,04	32,3
1,5	75,15	1,33	7,46	48,3
2,0	74,95	1,15	8,64	64,2
3,0	74,74	0,94	10,6	96,1
5,0	74,52	0,72	13,8	160
7,0	74,40	0,61	16,4	223
10,0	74,29	0,51	19,6	318
15,0	74,19	0,42	24,3	477
30,0	74,08	0,28	33,4	979
50,0	74,01	0,22	44,5	1584
70,0	73,97	0,19	53,5	2217
100	73,94	0,16	65,7	3166
150	73,91	0,14	83,1	4747
200	73,88	0,13	103	6327
300	73,86	0,11	132	9487
500	73,84	0,09	180	15807
700	73,82	0,07	223	15813
1000	73,81	0,06	280	31606



Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów falowych  
przewodu współosiowego W Lek 75-1,2/7,25

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,010	86,77	30,78	1,13	0,37
0,015	83,88	21,47	1,18	0,53
0,020	82,73	16,59	1,22	0,70
0,030	81,75	11,65	1,28	1,03
0,050	80,97	7,82	1,44	1,71
0,070	80,47	6,26	1,61	2,38
0,100	79,88	5,12	1,89	3,37
0,150	79,14	4,15	2,30	5,01
0,200	78,60	3,58	2,67	6,64
0,300	77,90	2,79	3,34	9,89
0,500	77,40	2,29	4,18	16,3
1,0	76,71	1,63	6,00	32,4
1,5	76,40	1,33	7,38	48,3
2,0	76,21	1,15	8,55	64,3
3,0	75,99	0,94	10,5	96,2
5,0	75,77	0,72	13,6	160
7,0	75,66	0,61	16,2	223
10,0	75,55	0,51	19,5	319
15,0	75,45	0,42	24,0	477
30,0	75,33	0,30	33,0	953
50,0	75,25	0,22	43,7	1586
70,0	75,22	0,19	52,7	2228
100	75,19	0,16	64,4	3170
150	75,15	0,13	83,5	4753
200	75,14	0,11	97,1	6336
300	75,12	0,09	126	9501
500	75,10	0,07	166	15831
700	75,09	0,06	205	22160
1000	75,08	0,05	256	31653

### 3.3. Własności sprzężeniowe przewodów

Przenikanie pola elektromagnetycznego z zewnętrznego otoczenia do wnętrza przewodu współosiowego charakteryzuje jednostkowa impedancja sprzężeniowa  $Z_s$  żyty zewnętrznej przewodu, równa odniesionemu do jednostki długości przewodu stosunkowi napięcia zakłóceń  $U$ , pojawiającego się w elektrycznie krótkim  $l \ll \lambda$  zwartym na końcu odcinku o długości  $l$  tego przewodu, do prądu zakłócającego  $I$  płynącego po żyły zewnętrznej /rys. 10/:

$$Z_s = \frac{U}{I} \quad /33/$$

Im mniejsza jest ta impedancja, tym mniejsze jest napięcie zakłóceń  $U$ , a więc tym lepsze są własności sprzężeniowe przewodu współosiowego.

Pojęcie jednostkowej impedancji sprzężeniowej wprowadził S.A. Schelkunoff [13], który wykazał, że w przypadku żyty zewnętrznej o postaci jednolitego cylindra moduł tej wielkości jest przy bardzo małych częstotliwościach równy rezystancji jednostkowej cylindra dla prądu stałego, natomiast przy dużych częstotliwościach moduł ten bardzo szybko zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości.

Badania wykazały, że przy małych i średnich częstotliwościach żyła zewnętrzna o postaci opłotu zachowuje się podobnie jak jednolity cylinder, ale przy dużych częstotliwościach pojawia się składnik reaktancyjny  $\omega L_s$  impedancji sprzężeniowej, rosnący w przybliżeniu proporcjonalnie do częstotliwości. Jeżeli zatem symbolem  $Z_{sc}$  oznaczyć impedancję sprzężeniową jednolitego cylindra równoważnego opłotowi, to przy

małych i średnich częstotliwościach impedancję sprzężeniową opłotu o jednostkowej długości można przedstawić w postaci:

$$Z_s = Z_{sc} + j\omega L_s . \quad /34/$$

Przy dużych częstotliwościach  $|Z_{sc}| \ll \omega L_s$ , wobec czego o przenikaniu pola magnetycznego poprzez opłot decyduje składnik reaktancyjny. Wielkość  $L_s$  nosi nazwę jednostkowej indukcyjności sprzężeniowej opłotu i odzwierciedla - jako element skupiony - przenikanie pola przez szczeliny między drutami opłotu w odpowiednim modelu quasistacjonarnym.

W oparciu o przedstawioną w pracy [14] przybliżoną teorię przenikania pola przez wielodrutowe żyły zewnętrzne przewodów współosiowych autor udowodnił, że przy kątach opłotu większych niż  $40^\circ$  możliwa jest optymalizacja struktury geometrycznej opłotu z punktu widzenia jego własności sprzężeniowych. Źródłem tej możliwości jest przy dowolnej stałej wartości kąta opłotu większej niż  $40^\circ$  zależność od gęstości opłotu indukcyjności sprzężeniowej  $L_s$ , która osiąga minimum przy ściśle określonej, optymalnej gęstości opłotu, natomiast zwiększa się w miarę wzrostu odchylenia gęstości rzeczywistej od optymalnej bez względu na kierunek odchylenia. Jest rzeczą istotną, że optymalna gęstość opłotu jest tym mniejsza, im większy jest kąt opłotu; z ekonomicznego punktu widzenia korzystniejszy jest zatem wybór jak największego kąta opłotu, ponieważ masa opłotu o jednostkowej długości jest tym mniejsza, im mniejsza jest gęstość opłotu i im większy jest kąt opłotu.

Analityczne metody obliczania indukcyjności sprzężeniowej, zaproponowane w pracy [14], dają dobrą dokładność jedy-

nie w przypadku pojedynczego obwoju z drutów, czego dowodem są przedstawione na rys. 11 charakterystyki częstotliwościowe - zmierzona i obliczona - modułu impedancji sprzężeniowej takiego obwoju. Obwój z drutów nie może być jednak stosowany jako żyła zewnętrzna przewodu współosiowego wielkiej częstotliwości z uwagi na bardzo dużą indukcyjność sprzężeniową, która jest ponad stukrotnie większa od indukcyjności sprzężeniowej opłotu o optymalnej budowie.

Z podobnych względów także opłot niesymetryczny, w którym pasma jednego kierunku zawierają mniej drutów niż pasma drugiego kierunku, nie może stanowić żyły zewnętrznej przewodu współosiowego wielkiej częstotliwości. Porównanie dwóch charakterystyk częstotliwościowych przedstawionych na rys. 12, z których pierwsza jest charakterystyką modułu impedancji sprzężeniowej opłotu niesymetrycznego, a druga - charakterystyką modułu impedancji sprzężeniowej opłotu symetrycznego o budowie optymalnej, świadczy o zdecydowanej wyższości opłotu symetrycznego w odniesieniu do własności sprzężeniowych, mimo jednakowej gęstości optycznej obydwu opłotów.

W przypadku symetrycznego opłotu z jednakowych drutów o przekroju kołowym optymalna wartość współczynnika krycia jednostronnego  $k_{1 \text{ opt}}$ , przy której indukcyjność sprzężeniowa opłotu osiąga minimum, zależy zarówno od kąta opłotu  $\zeta$ , jak i od liczby  $p$  drutów w każdym pasmie. Wspomnianą zależność, uzyskaną w rezultacie długotrwałych i pracochłonnych badań, których metodyka została wyczerpująco omówiona w pracy [15], ilustrują krzywe przedstawione na rysunkach 13 i 14. W oparciu o wyniki badań opracowano pokazany na rys. 15. nomogram, za pomocą którego dobrano przedstawione w tablicy 16 param-

try konstrukcyjne opłotów. Krzywe przerywane tego nomogramu odpowiadają stałym, naniesionym na rys. 15 wartościom parametru  $\frac{m p d_o}{2 \pi D_o}$ , przy czym  $d_o = 2 r_o$ , natomiast  $D_o = 2 r_2$ , natomiast krzywe ciągłe ilustrują zależność  $k_{1 \text{ opt.}}$  od kąta opłotu przy różnych wartościach  $p$ . Zakładając liczbę  $m$  pasm opłotu, liczbę  $p$  drutów w pasmie i średnicę  $d_o$  drutów opłotu o ściśle określonej średnicy  $D_o$ , równej powiększonej o  $2 d_o$  średnicy izolacji, można obliczyć wartość wspomnianego parametru, odpowiadającą jednej z krzywych przerywanych. Punkt przecięcia się tej krzywej przerywanej z krzywą ciągłą, odpowiadającą założonej wartości  $p$ , wyznacza optymalny kąt opłotu, który jest odcięta punktu przecięcia.

Dane zamieszczone w tablicy 16 wskazują, że kąty  $\varphi$  wszystkich opłotów aktualnie produkowanych przewodów współosiowych należą do zakresu zawartego w granicach od  $60^\circ$  do  $70^\circ$  w którym rezystancja jednostkowa opłotu osiąga minimum. Budowa tych opłotów jest więc optymalną zarówno z punktu widzenia własności transmisyjnych, jak i z punktu widzenia własności sprzężeniowych.

Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji sprzężeniowej niektórych spośród aktualnie produkowanych przewodów współosiowych z opłotami o budowie zbliżonej do optymalnej przedstawiono na rys. 16 - 20. Na rysunku 18 uwidoczniono ponadto dla porównania charakterystykę częstotliwościową modułu impedancji sprzężeniowej dawniej stosowanego opłotu, natomiast na rys. 20 - charakterystyki częstotliwościowe modułu tej impedancji dla opłotów o gęstości mniejszej i większej od optymalnej.

Parametry konstrukcyjne opłotów o optymalnej budowie przewodów  
współosiowych wielkiej częstotliwości

Średnica izolacji żyły we- wnętrznej	Liczba pasm opłotu	Liczba drutów w. pasmie	Średnica drutów		Skok opłotu	Kąt opłotu	Współczyn- nik krycia jednostron- nego
			mm	mm			
1,50	16	3	0,10	10,7	63,0°	0,504	
2,95	24	2	0,15	28,0	70,0°	0,375	
3,70	24	3	0,15	32,9	69,1°	0,460	
7,25	24	5	0,21	60,7	68,3°	0,563	
17,30	24	12	0,25	96,7	60,0°	0,743	

#### 4. PRZEWODY SYMETRYCZNE NIEEKRANOWANE

##### 4.1. Budowa i zastosowanie

Krajowy przemysł kablowy produkuje obecnie przewody symetryczne płaskie, nieekranowane, o budowie i własnościach zgodnych z zaleceniami Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej oraz z wymaganiami polskich norm PN-64/T-90600 [6] i PN-64/T-90602 [16].

Żyły przewodów symetrycznych produkcji krajowej wykonywane są jako jednodrutowe lub siedmiodrutowe z miękkich drutów miedzianych, przy czym w przypadku przewodu miniaturowego typu PSD 150-0,4/1,1 dla ułatwienia rozróżnienia żył jedna z nich jest srebrzona /norma PN-64/T-90602 nie obejmuje tego przewodu, jest on produkowany w oparciu o wewnętrzne warunki techniczne/.

Na dwie równoległe żyły wytłaczana jest z polietylenu wysokociśnieniowego izolacja o przekroju poprzecznym uwidocznionym na rys. 4a; każda z dwóch żył o jednakowej średnicy  $2r_a$ , umieszczonych równoległe we wzajemnej odległości  $2a$  /mierzonej między osiami symetrii żył/, pokryta jest warstwą izolacji polietylenowej o grubości  $b$ , a ponadto izolacja obu żył połączona jest mostkiem polietylenowym o grubości  $2d$ .

Przewody o takiej budowie mogą mieć izolację z polietylenu wysokociśnieniowego z dodatkiem sadzy /2 ÷ 3%/, która jest jednorodnie zdyspergowana w polietylenie. Dodatek sadzy zabezpiecza polietylen przed degradacją pod działaniem promieniowania ultrafioletowego, zawartego w promieniowaniu słonecznym, w wyniku czego uzyskuje się wielokrotnie większą trwałość przewodu pracującego na wolnym powietrzu.

Bez względu na rodzaj polietylenu izolacyjnego przewody mogą pracować trwale w otoczeniu o temperaturze od  $-60^{\circ}\text{C}$  do  $+80^{\circ}\text{C}$  /są odporne na zginanie i obciążenie w tym zakresie temperatur/ i wilgotności względnej do 100%.

Wymiary konstrukcyjne przewodów symetrycznych płaskich, nieekranowanych podane są w tablicy 17. Przyjęte w tej tablicy oznaczenia są zgodne z polskimi normami; litery P i S w tych oznaczeniach są pierwszymi literami słów "przewód symetryczny", litery D - "druty" oraz L - "linki" odnoszą się do budowy żył; pierwsza liczba oznacza znamionową impedancję falową przewodu w omach, druga - średnicę żył, a trzecia - odległość osi symetrii żył.

Pierwsze trzy rodzaje przewodów wymienionych w tabl. 17, o impedancji falowej 300 omów, przeznaczone są do wykonywania połączeń indywidualnych anten odbiorczych z wejściami odbiorników telewizyjnych, a niekiedy także do wykonywania wewnętrznych anten ultrakrótkofalowych w dużych odbiornikach radiofonicznych. Tłumienność połączenia anteny odbiorczej z wejściem odbiornika telewizyjnego, wykonanego płaskim przewodem symetrycznym, silnie zależy od warunków atmosferycznych. Mgła, śnieg, a szczególnie deszcz w sposób istotny zwiększają tę tłumienność na ogół w niezbyt długim okresie czasu, natomiast wpływ sadzi lub oblodzenia jest parokrotnie większy i przeważnie długotrwały.

Większą odpornością na wpływ warunków atmosferycznych charakteryzują się przewody symetryczne tubowe /rys. 4b/, których izolacja ma kształt okrągłej lub spłaszczonej rury polietylenowej, jednakże z uwagi na większe zużycie polietylenu na izolację są one znacznie droższe. Tego rodzaju przewody nie są produkowane w kraju.



T a b l i c a 17

Wymiary konstrukcyjne przewodów symetrycznych płaskich produkcji krajowej

Rodzaj przewodu	Liczba i średnica w mm drutów każdej żyły	Grubość izolacji /b/	Średnica żyły izolowanej	Odległość osi symetrii żył /2a/	Grubość mostka izolacyjnego /2d/	Szerokość przewodu
		mm	mm	mm	mm	mm
PSD 300-0,5/5,0	1x0,50	0,5±0,1	1,5±0,2	5,0±0,2	1,0±0,2	6,5±0,4
PSD 300-0,9/7,8	1x0,90	0,5±0,1	1,9±0,2	7,8±0,3	1,0±0,2	9,7±0,5
PSL 300-0,9/7,4	7x0,30	0,5±0,1	1,9±0,2	7,4±0,3	1,0±0,2	9,3±0,5
PSD 150-0,4/1,1	1x0,40	0,3±0,05	1,0±0,1	1,1±0,1	0,3±0,05	2,1±0,2

Przewód symetryczny miniaturowy, typu PSD 150-0,4/1,1 o impedancji falowej 150 omów, używany jest do wykonywania symetryzatorów pracujących w zakresie wielkich częstotliwości, stosowanych między innymi w odbiornikach telewizyjnych i w instalacjach anten zbiorowych.

#### 4.2. Własności transmisyjne przewodów

##### 4.2.1. Parametry jednostkowe

Sumaryczne straty energii w żyłach przewodu symetrycznego o jednostkowej długości można podzielić na straty wewnętrzne, które w modelu quasistacjonarnym przewodu dają się przedstawić w postaci skupionej rezystancji o wartości dwukrotnie większej od rezystancji  $R_a$  żyły wewnętrznej przewodu współosiowego, oraz straty dodatkowe, uwarunkowane pochłanianiem energii pola elektromagnetycznego jednej z żył przez drugą żyłę /zjawisko bliskości/, dające się przedstawić w postaci skupionej rezystancji o wartości  $2R_d$ . Rezystancję jednostkową przewodu symetrycznego nieekranowanego można w związku z tym obliczyć z zależności [10]:

$$R = 2/R_a + R_d = 2 R_{ao} \left[ f/u_a + \frac{a-c}{2c} g /u_a \right] \quad /35/$$

w której:

$$c = \sqrt{a^2 - r_a^2}$$

$a$  jest połową odległości osi symetrii żył; natomiast pozostałe wielkości są identyczne z występującymi w p. 3.2.1.

Indukcyjność jednostkowa przewodu, reprezentująca w modelu quasistacjonarnym energię zmagazynowaną w polu magnetycz-

nym przewodu o jednostkowej długości, jest sumą indukcyjności zewnętrznej stowarzyszonej ze strumieniem magnetycznym w otoczeniu żył, indukcyjności wewnętrznej odpowiadającej strumieniowi magnetycznemu we wnętrzu żył oraz dodatkowej indukcyjności, uwarunkowanej wzajemnym wpływem pola każdej z żył na pozostałą. Indukcyjność jednostkową przewodu symetrycznego nieiekranowanego można obliczyć z zależności [10]:

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \left[ \ln \frac{2a}{r_a} + \frac{1}{4} q / u_a / - \frac{a-c}{2c} p / u_a / \right], \quad /36/$$

w której  $\mu_0$  jest przenikalnością magnetyczną próżni, natomiast pozostałe wielkości są takie same, jak występujące w p. 3.2.1.

Pole elektryczne przewodu występuje zarówno w materiale izolacyjnym przewodu, jak i w otaczającym powietrzu /stąd dodatkowe straty w dipolowych cząsteczkach pary wodnej/. Pojemność jednostkową przewodu można wówczas wyznaczyć metodą odwzorowań konforemnych [10]; jest ona określona wyrażeniem:

$$C = \frac{2 \pi \epsilon}{2 \ln \frac{a+c}{r_a} + \frac{\epsilon}{\epsilon_z} - 1 / \ln \frac{a+c/2 - r_a+b/2}{r_a+b/2 - a-c/2}}, \quad /37/$$

w którym:

$$\epsilon_z = \epsilon_0 + \frac{2}{\pi} / \epsilon - \epsilon_0 / \arctg \frac{d}{c}, \quad /38/$$

$\epsilon$  jest przenikalnością materiału izolacji przewodu /dla polietylenu  $\epsilon = 2,3 \epsilon_0$ /,  $b$  jest grubością izolacji żył,  $d$  oznacza połowę grubości mostka izolacyjnego, natomiast oznaczenia pozostałych wielkości są już znane.

Ostatni spośród parametrów jednostkowych, użyteczność jednostkową przewodu, można obliczyć ze wzoru /29/.

Korzystając z przytoczonych zależności można określić parametry jednostkowe przewodu symetrycznego płaskiego o dowolnych wymiarach z błędem nie większym niż 2%. Podstawiając z kolei obliczone wartości parametrów jednostkowych do wzorów /6/ i /9/, można znaleźć parametry falowe przewodu z błędem tego samego rzędu.

#### 4.2.2. Parametry falowe

Spośród przewodów symetrycznych nieekranowanych, wyszczególnionych w tablicy 17, najszersze stosowany jest przewód PSL 300-0,9/7,4. Przewód ten z uwagi na wielodrutowe żyły nadaje się szczególnie do wykonywania indywidualnych instalacji antenowych, w których przewód narażony jest na wielokrotne przeginięcie pod wpływem wiatru. Trwałość przewodu o żyłach linkowych jest w takich warunkach kilkakrotnie większa od trwałości przewodu o żyłach jednodrutowych.

W tablicy 18 przytoczono typowe charakterystyki częstotliwościowe składowych rzeczywistej i urojonej impedancji falowej oraz tłumienności i przesuwności falowej jednostkowej przewodu PSL 300-0,9/7,4. Wymagania dotyczące własności elektrycznych tego przewodu podano w tabl. 19, która zawiera także dane dotyczące pozostałych przewodów symetrycznych produkcji krajowej.

T a b l i c a 18

Typowe charakterystyki częstotliwościowe parametrów  
falowych przewodu symetrycznego płaskiego nieekrano-  
wanego PSL 300-0,9/7,4

f	W	X	$\alpha$	$\beta$
MHz	omów	omów	dB/km	rad/km
0,01	337,27	130,50	0,915	0,27
0,02	318,63	69,59	0,976	0,51
0,03	314,47	47,55	1,00	0,76
0,05	312,12	29,91	1,05	1,26
0,07	311,09	22,55	1,11	1,76
0,10	310,05	17,31	1,22	2,50
0,14	308,94	13,97	1,38	3,49
0,20	307,57	11,48	1,62	4,96
0,30	305,79	9,32	1,98	7,40
0,50	303,70	7,18	2,56	12,3
0,70	302,36	6,10	3,04	17,1
1,0	299,46	5,27	3,60	24,2
1,4	297,57	4,88	4,20	33,9
2,0	296,75	3,52	4,94	48,5
4,0	295,81	2,49	6,86	96,7
7,0	295,35	1,88	9,03	169
9,0	295,00	1,66	10,02	217
11	294,84	1,50	11,2	265
13	294,70	1,38	12,0	313
15	294,58	1,29	13,0	361
30	294,05	0,91	18,0	722
50	294,00	0,71	23,3	1204
100	293,92	0,51	34,4	2404
150	293,74	0,41	43,1	3604
200	293,72	0,35	50,5	4805
300	293,66	0,29	63,0	7205
500	293,59	0,22	83,0	12006
700	293,56	0,19	101	16807
1000	293,53	0,16	124	24008

T a b l i c a 19

Własności elektryczne przewodów symetrycznych płaskich produkcji krajowej

Rodzaj przewodu	Pojemność jednostkowa	Średnia impedancja falowa przy 200 MHz	Tłumiennosc falowa jednostkowa przy 200 MHz, co najwyzej	Napięcie probiercze izolacji /50 Hz/, wart. skut.
	pF/m	omów	dB/m	kV
PSD 300-0,5/5,0	13,4 $\pm$ 1,0	300 $\pm$ 20	0,100	2
PSD 300-0,9/7,8	12,7 $\pm$ 1,0	300 $\pm$ 20	0,065	2
PSL 300-0,9/7,4	12,8 $\pm$ 1,0	300 $\pm$ 20	0,070	2
PSD 150-0,4/1,1	28,5 $\pm$ 2,0	150 $\pm$ 10	0,200	1

## 5. PODSUMOWANIE

W niniejszej pracy autor starał się przedstawić w dużym skrócie aktualny stan wiedzy w dziedzinie przewodów wielkiej częstotliwości ze szczególnym podkreśleniem ważnej z gospodarczego punktu widzenia problematyki optymalizacji konstrukcji przewodów współosiowych. Z uwagi na ograniczoną objętość pracy problematyka ta nie mogła być omówiona wyczerpująco, lecz została jedynie zasygnalizowana. Bliższe szczegóły dotyczące prezentowanych zagadnień można znaleźć w publikacjach zestawionych w wykazie literatury względnie będą one wyjaśnione w przygotowywanej do druku nowej publikacji, która już wkrótce się ukaże. Przytoczone w tablicach i na rysunkach dane liczbowe, uzyskane w wyniku pomiarów, mogą zastąpić czasowo katalog własności elektrycznych przewodów wielkiej częstotliwości produkcji krajowej.

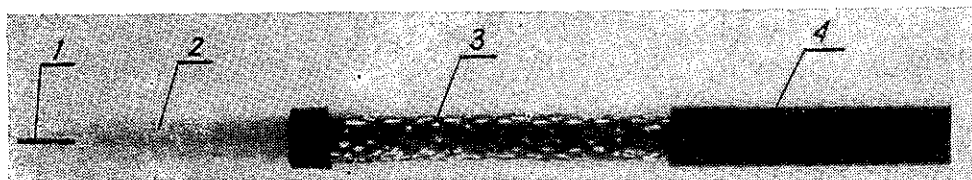
## WYKAZ LITERATURY

1. Nowicki W.: Podstawy teletransmisji. T.1. Warszawa WKŁ. 1971.
2. Šarle D.L.: O približonnych formulach rasčeta vtoričnych parametrov peredači kabelej svjazi. Trudy NIIKP, vypusk 1. Moskva - Leningrad: Goseniergoizdat 1956, s. 162-177.
3. CEI. Publication 78. Troisième édition, 1967. Impedances caractéristiques et dimensions des câbles coaxiaux pour fréquences radioélectriques
4. CEI. Publication 96-1. Troisième édition, 1971. Câbles pour fréquences radioélectriques. Première partie. Prescriptions générales et méthodes de mesure.

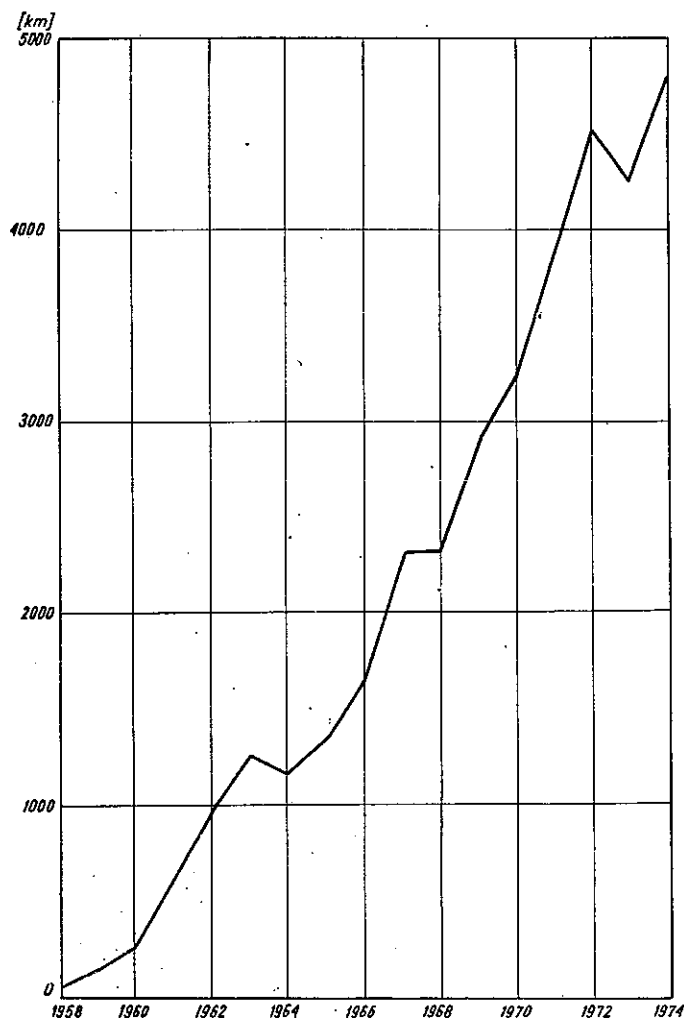
5. CEI. Publication 96-2. Première édition, 1961. Câbles pour fréquences radioélectriques. Deuxième partie. Specifications particulières de câbles.
6. PN-64/T-90600. Przewody współosiowe i symetryczne wielkiej częstotliwości. Wymagania i badania techniczne.
7. PN-64/T-90601. Przewody współosiowe wielkiej częstotliwości o jednolitej izolacji polietylenowej.
8. WT-73/K-031. Przewody współosiowe wielkiej częstotliwości o izolacji i powłoce polietylenowej.
9. Perkowski Z., Łapiński T.: Nowoczesne kable telekomunikacyjne. Warszawa WKŁ. 1968.
10. Łapiński T., Perkowski Z.: Przewody telekomunikacyjne. Warszawa WKŁ. 1972.
11. Krügel L.: Abschirmwirkung von Aussenleitern flexibler Koaxialkabel. Telefunken - Zeitung 1956 t. 29 nr 114, s. 256-266.
12. Grodnev I.I., Sergejčuk K.J.: Ekranirovanie apparatury i kabelej svjazi. Moskva Svjazizdat 1960.
13. Schelkunoff S.A.: The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields. Bell Syst. tech. J. 1934 t. 13 nr 4, s. 532-579.
14. Perkowski Z.: Optymalizacja budowy ekranów wielodrutowych przewodów współosiowych wielkiej częstotliwości. Część I. Podstawy teoretyczne. Rozprawy Elektrotechniczne 1973 t. 19 nr 3, s. 517-560.



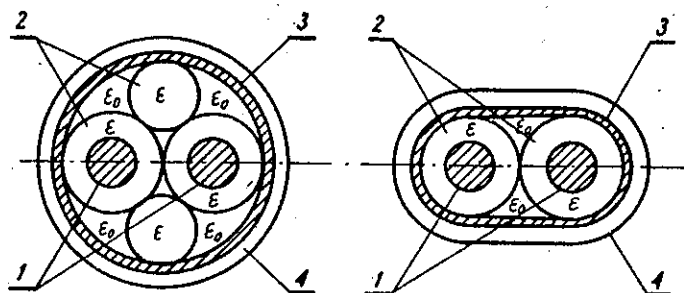
15. Perkowski Z.: Optymalizacja budowy ekranów wielodrutowych przewodów współosiowych wielkiej częstotliwości. Część II. Metoda i wyniki badań. Rozprawy Elektrotechniczne 1973 t. 19 nr 4, s. 685-712.
16. PN-64/T-90602. Przewody symetryczne wielkiej częstotliwości, płaskie, o jednolitej izolacji polietylenowej.



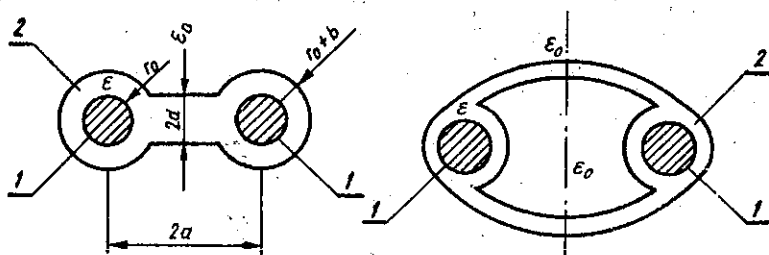
Rys. 1. Budowa giętkiego przewodu współosiowego wielkiej częstotliwości  
1 - żyła wewnętrzna, 2 - izolacja, 3 - żyła zewnętrzna o postaci symetrycznego opłotu z drutów, 4 - powłoka



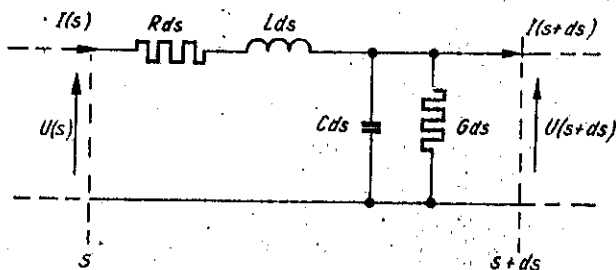
Rys. 2. Produkcja przewodów współosiowych wielkiej częstotliwości w Polsce w latach 1958-1974



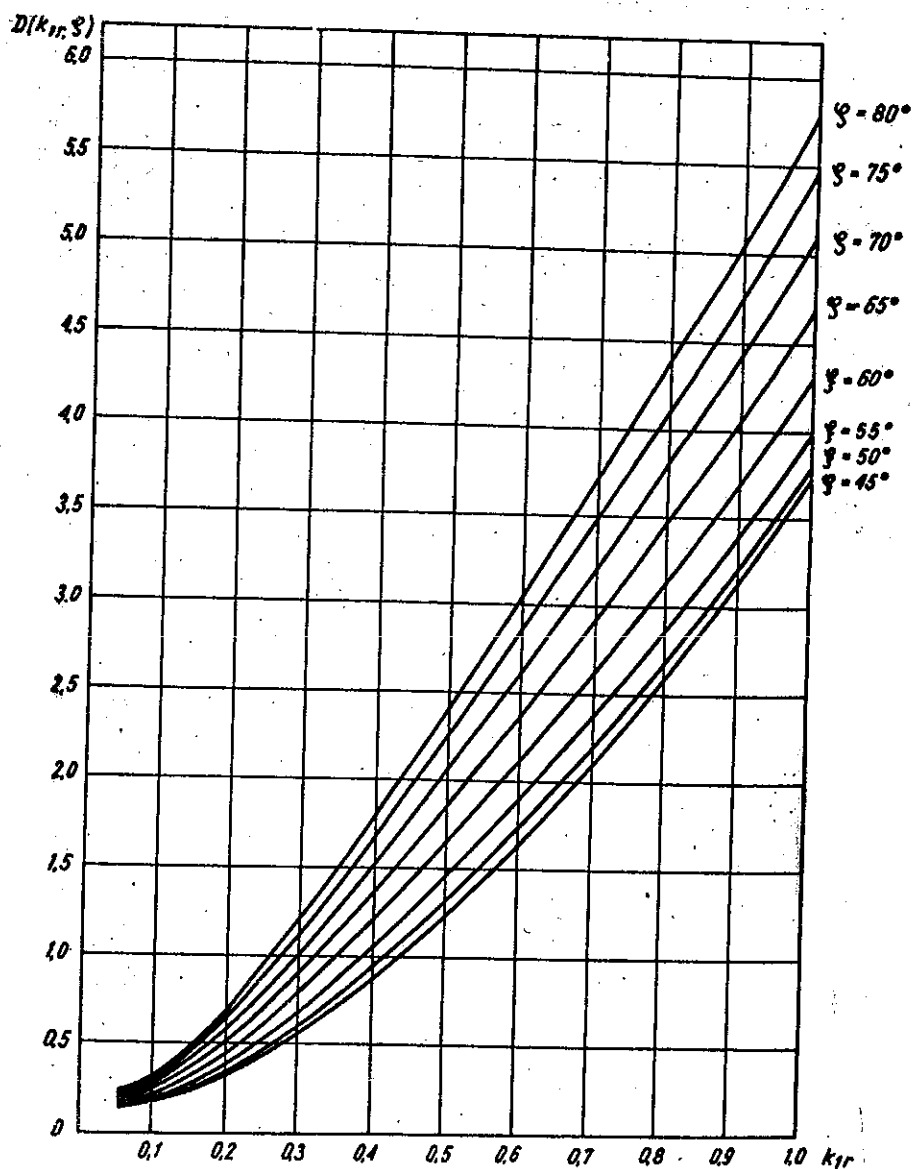
Rys. 3. Przekroje poprzeczne przewodów symetrycznych ekranowanych  
1 - żyły, 2 - izolacja, 3 - ekran, 4 - powłoka



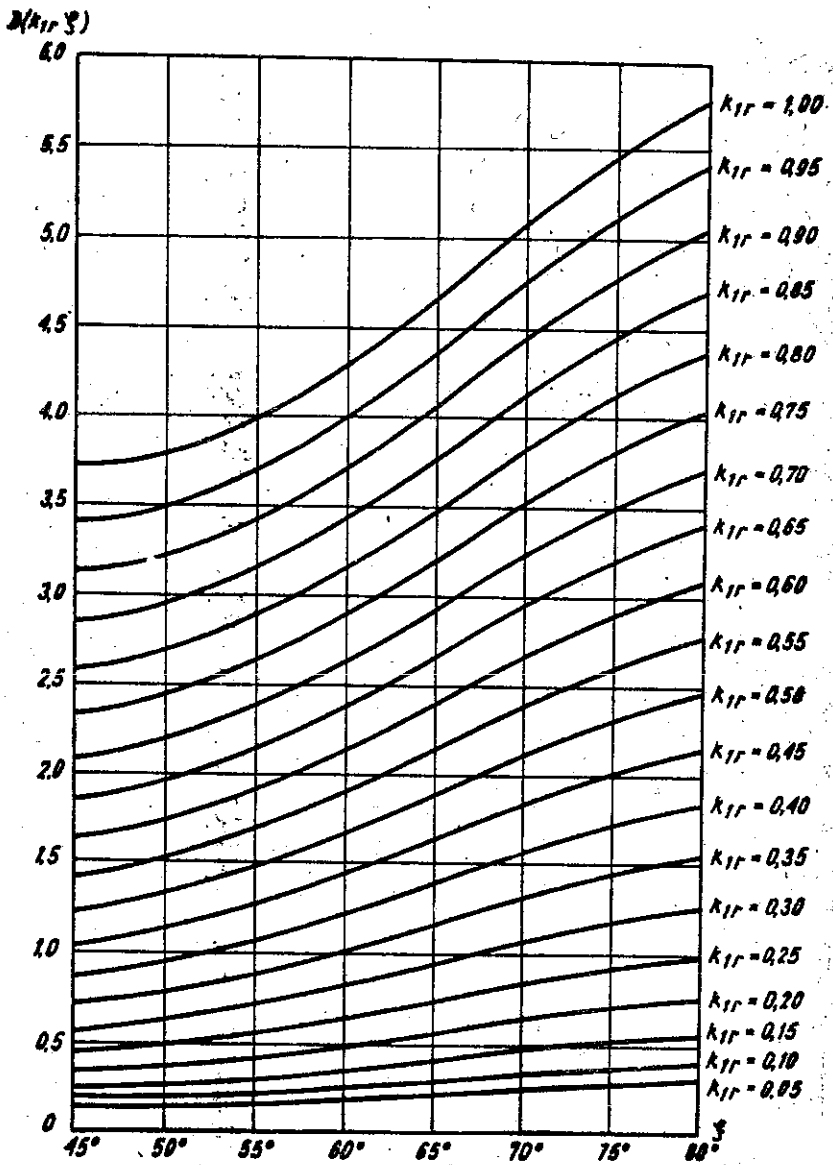
Rys. 4. Przekroje poprzeczne przewodów symetrycznych nieekranowanych:  
a/ płaskich, b/ tubowych  
1 - żyły, 2 - izolacja



Rys. 5. Układ zastępczy elementarnego odcinka przewodu o długości  $ds$

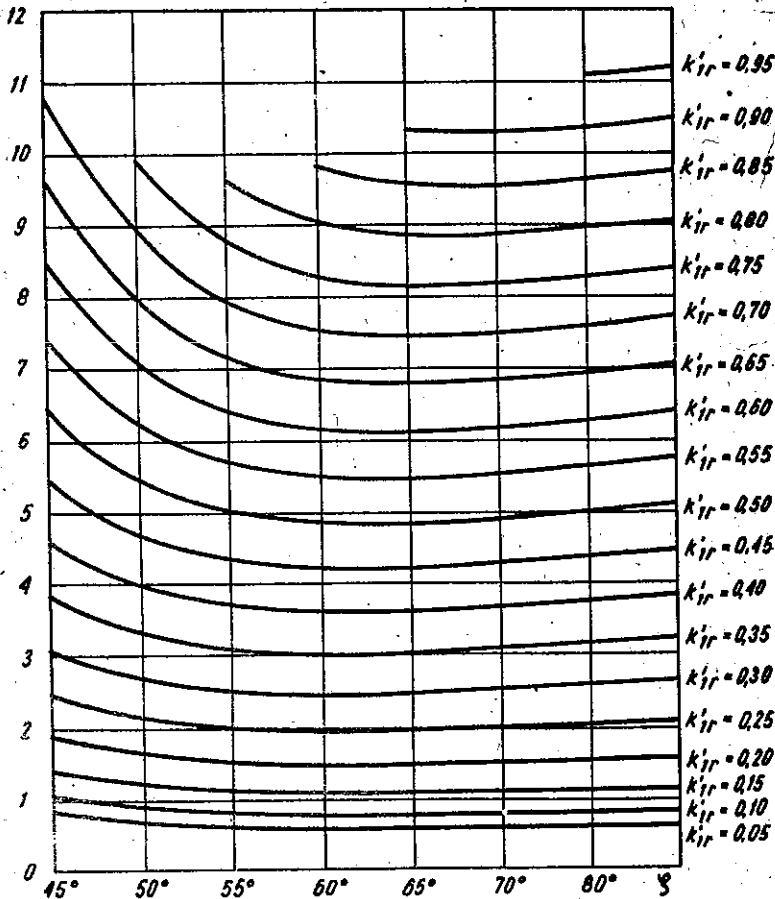


Rys. 6. Zależność wartości funkcji  $D/k_{1r}, \xi$  od współczynnika  $k_{1r}$  opłotu z drutów o przekroju kołowym przy różnych wartościach kąta opłotu



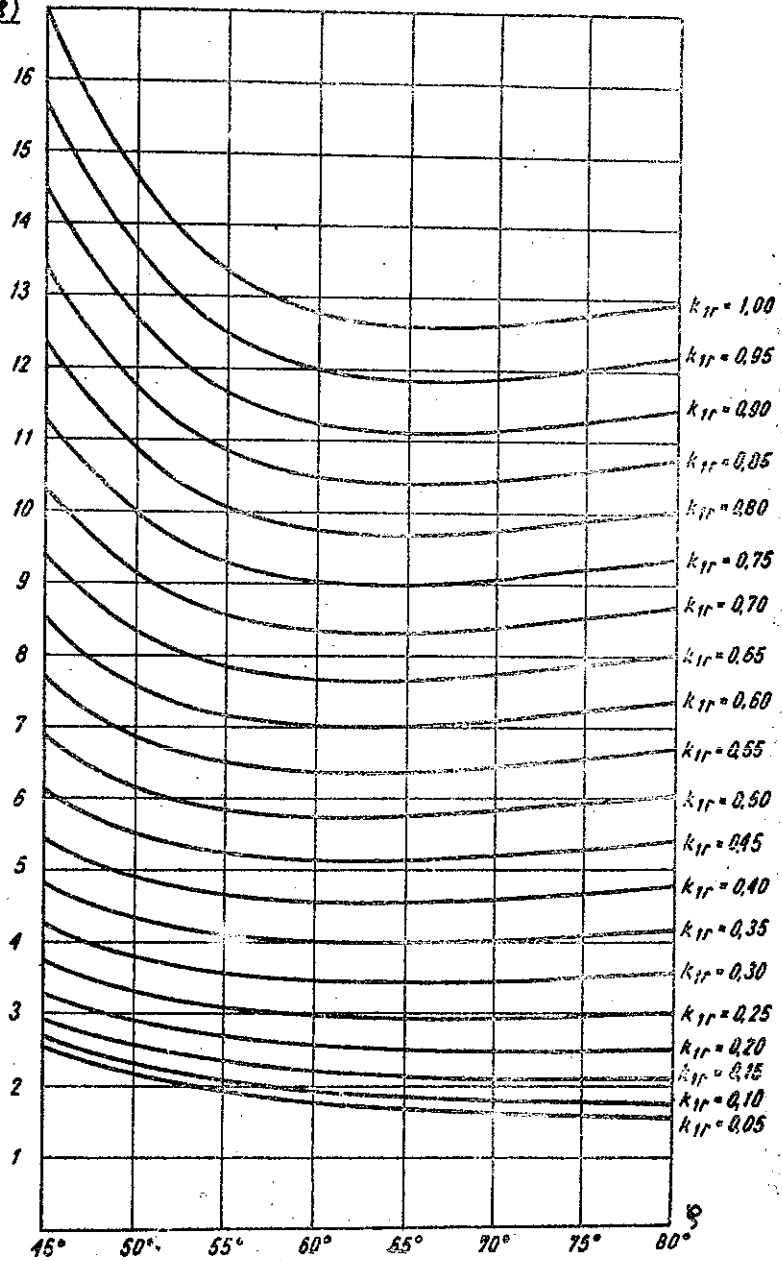
Kys. 7. Zależność wartości funkcji  $D/k_{1r} \xi$  od kąta  $\xi$  opłotu z drutów o przekroju kołowym przy różnych wartościach współczynnika  $k_{1r}$

$$G(k'_{1r}, \varphi) = \frac{1}{\sin \varphi} \left[ 1 + 2D \left( \frac{k'_{1r}}{\sin \varphi}, \varphi \right) \right]$$

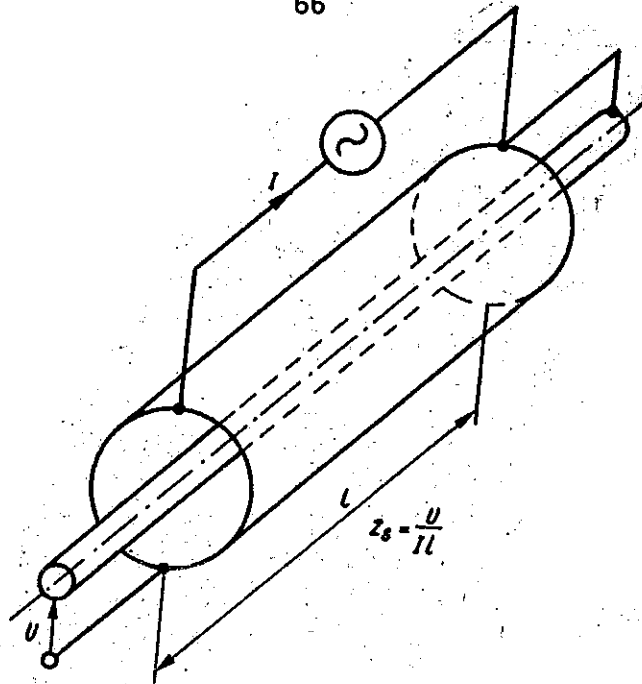


Rys. 8. Zależność rezystancji jednostkowej - dla prądu zmiennego o bardzo dużej częstotliwości - oplotu o niezmiennie liczbie identycznych drutów  $/n = \text{const}$ ,  $r_o = \text{const}$ / od kąta oplotu  $\varphi$  przy różnych, stałych wartościach współczynnika  $k'_{1r}$

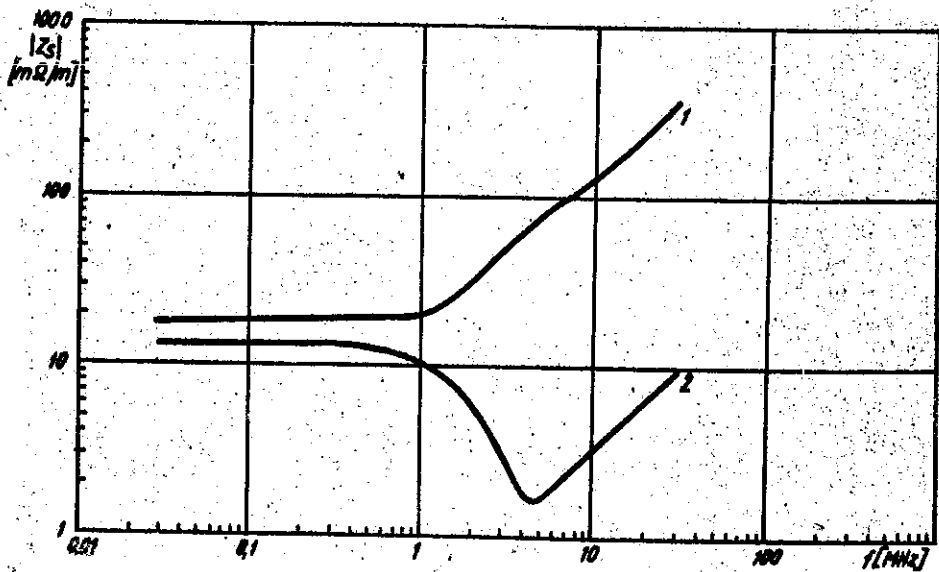
$$H(k_{1r}, \varphi) = \frac{1 + 2D(k_{1r}, \varphi)}{\sin^2 \varphi}$$



Rys. 9. Zależność rezystancji jednostkowej - dla prądu zmiennego o bardzo dużej częstotliwości - oplotu o stałej masie jednostkowej  $k_1 = \text{const}$ , wykonywanego z identycznych drutów  $r = \text{const}$  od kąta oplotu  $\varphi$  przy różnych stałych wartościach współczynnika  $k_{1r}$



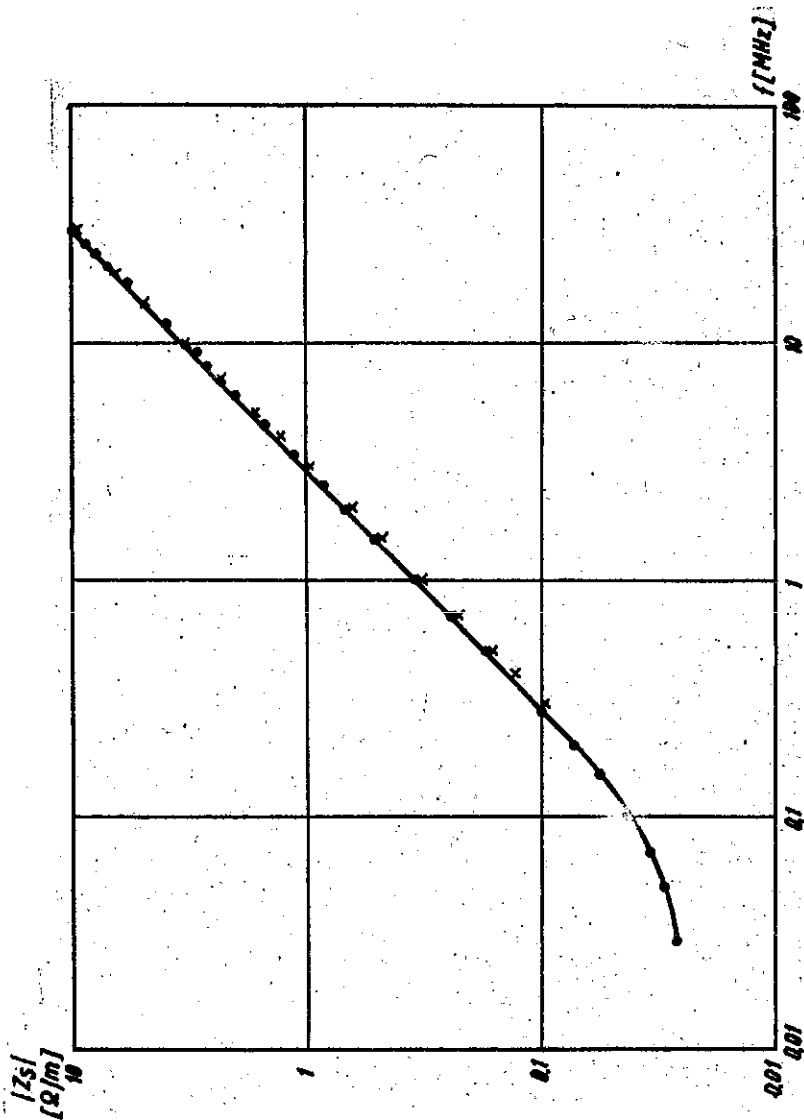
Rys. 10. Definicja jednostkowej impedancji sprzężeniowej



Rys. 12. Charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji sprzężeniowej oplotu symetrycznego i niesymetrycznego

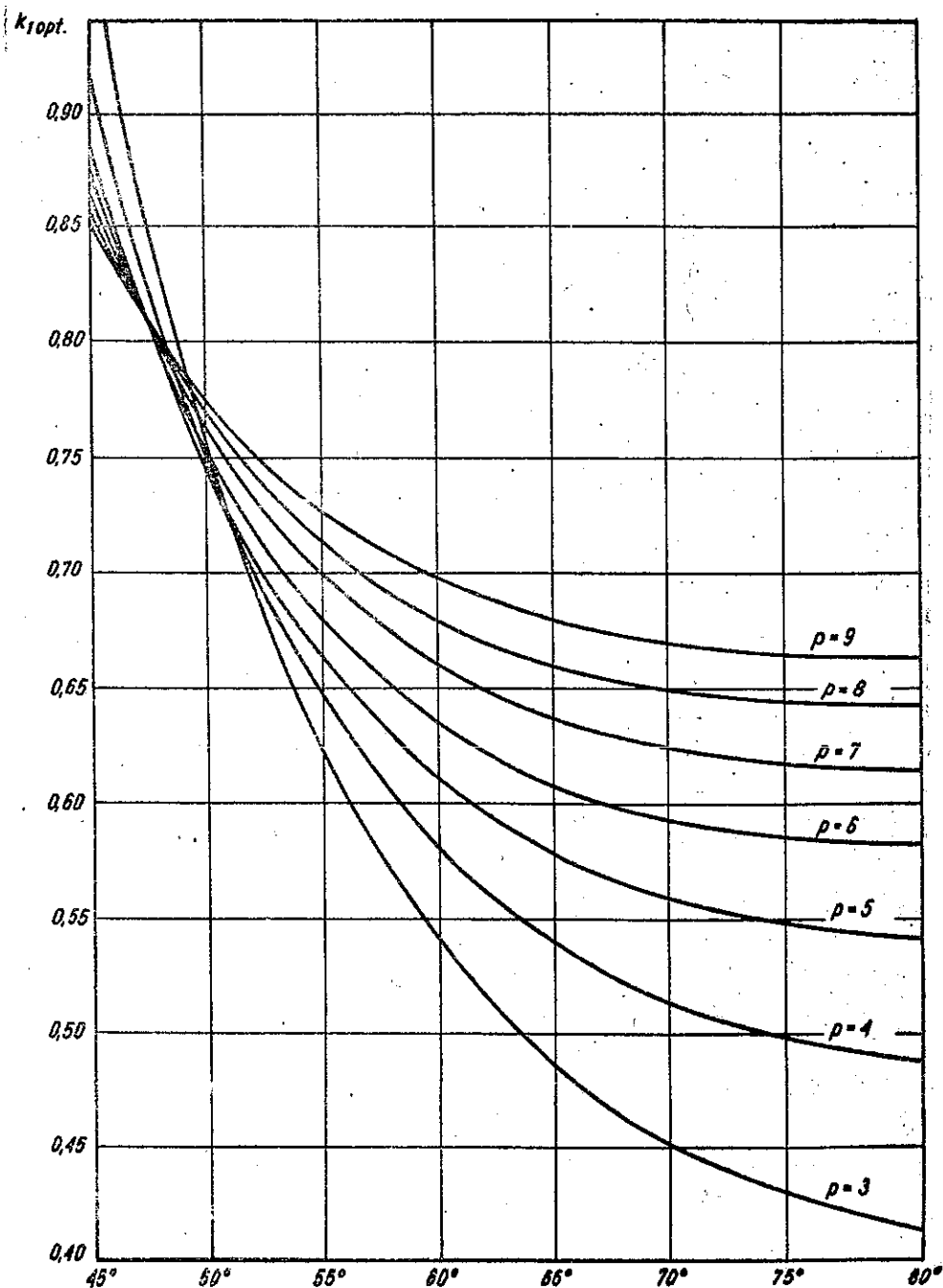
1 - oplot niesymetryczny /  $n = 8 \times 7 + 8 \times 3$ ,  $2r_o = 0,15$  mm,  $2r_2 = 4,1$  mm,  $h = 16,7$  mm/;  
 2 - oplot symetryczny /  $n = 8 \times 6 + 8 \times 6$ ,  $2r_o = 0,15$  mm,  $2r_2 = 4,1$  mm,  $h = 16,7$  mm/



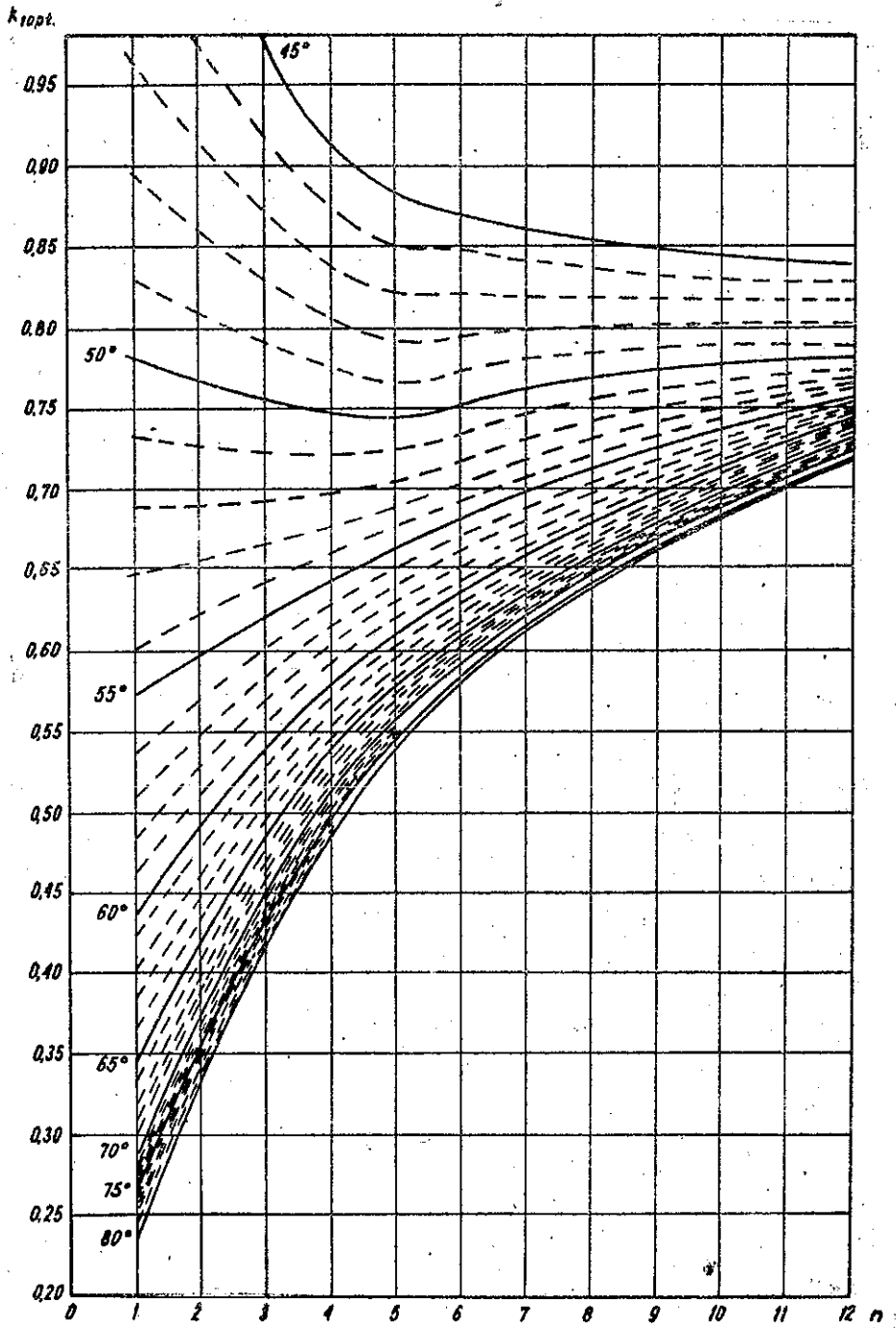


Rys. 11. Charakterystyka częstotliwościowa modułu impedancji sprężynowej obwoju z drutów  $n = 56$ ,  $2r_0 = 0.156$  mm,  $2r_2 = 3.96$  mm,  $h = 16.7$  mm,  $\sigma = 53019$  /

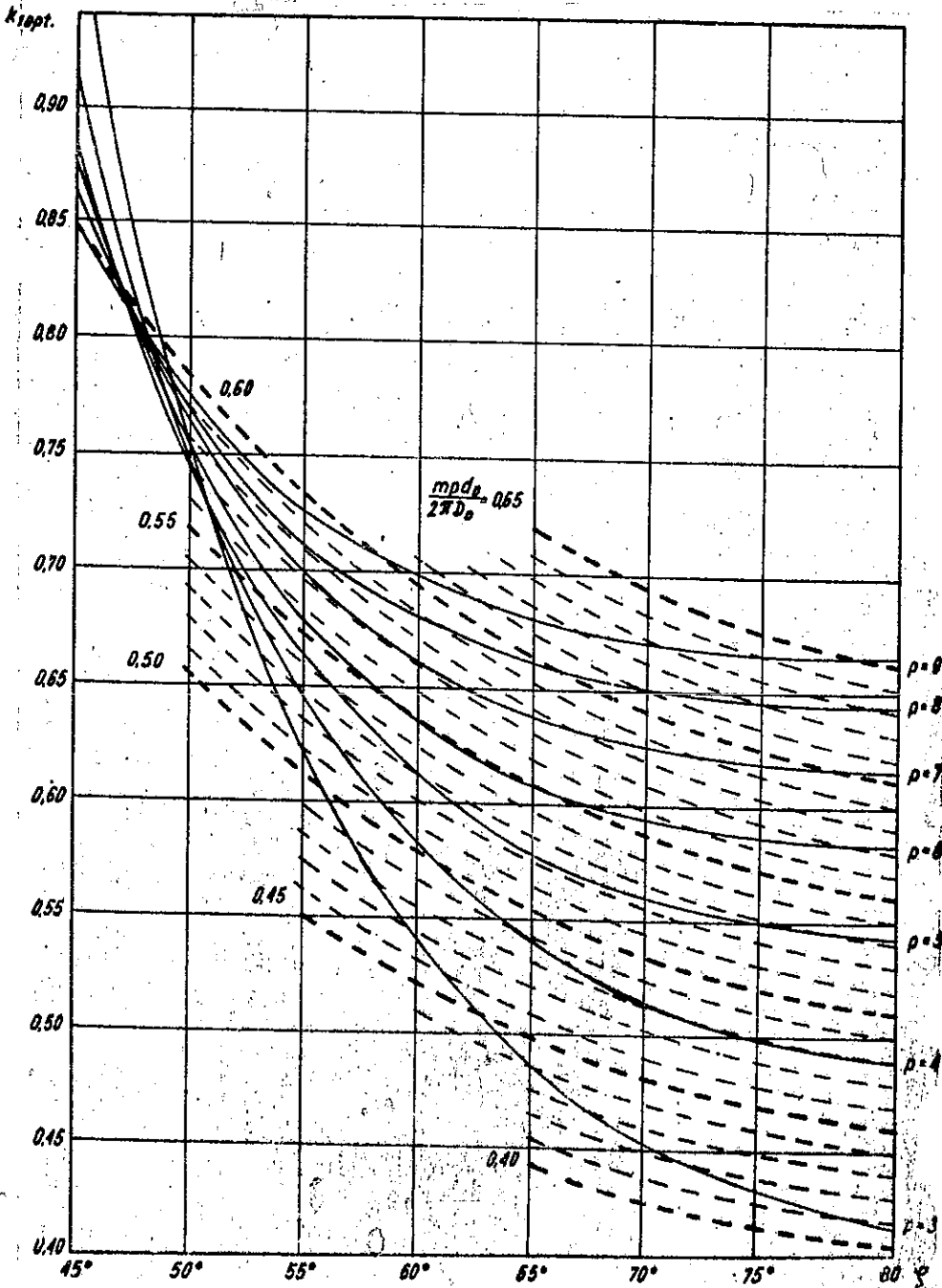
• wyniki pomiarów, X wyniki obliczeń  $L_s = 51.65$  nH/m/



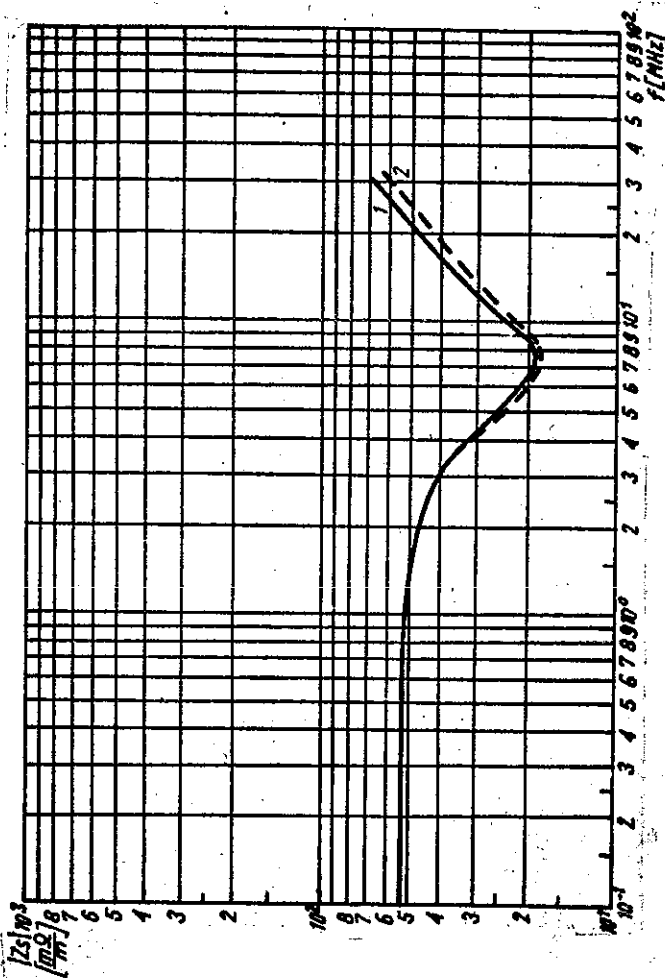
Rys. 13. Zależność wartości optymalnych współczynnika krycia jednostronnego  $k_1$  pojedynczego opłotu od kąta opłotu  $\varphi$  przy różnych liczbach  $p$  drutów w paśmie



Rys. 14. Zależność wartości optymalnych współczynnika krycia jednostronnego  $k_1$  pojedynczego opłotu od liczby  $p$  drutów w pasmie przy różnych wartościach kąta opłotu  $\xi$

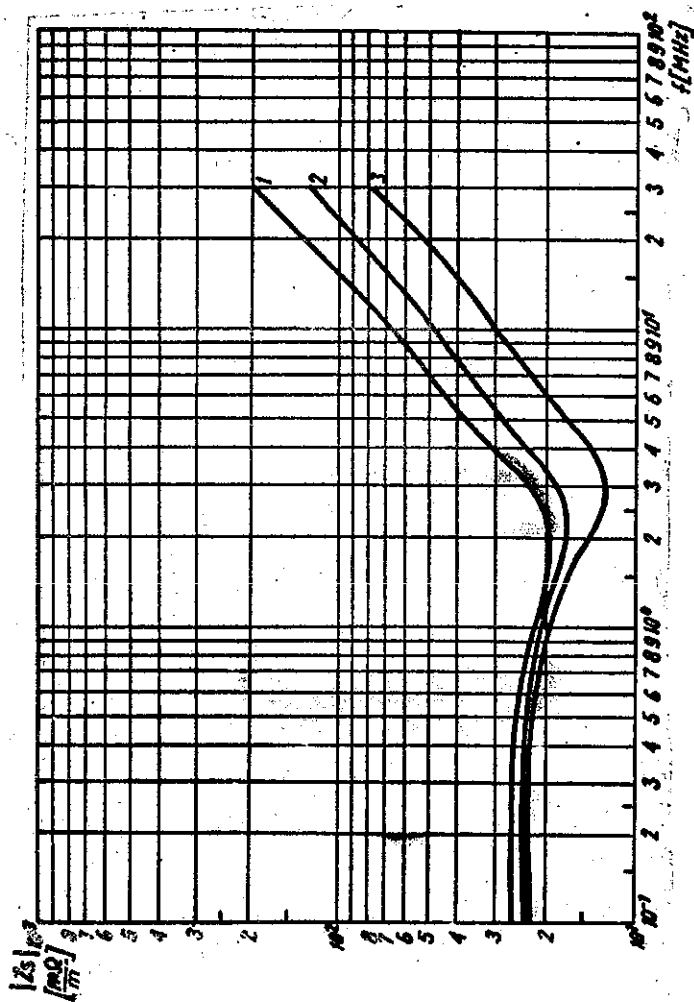


Rys. 15. Nomogram do określania optymalnej budowy pojedynczego oplotu



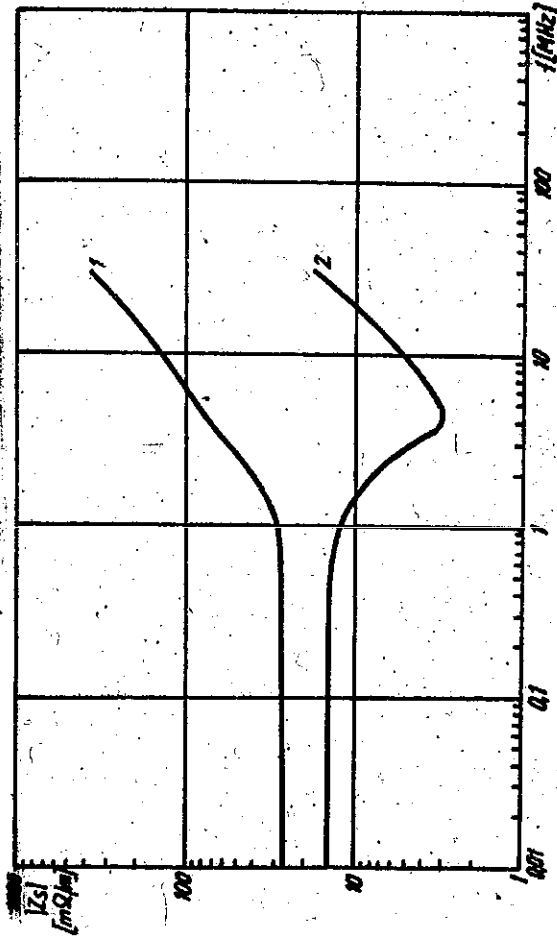
Rys. 16. Charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji sprzężeniowej opłotu o budowie zbliżonej do optymalnej  $/m = 16$ ,  $p = 3$ ,  $2r = 0,10$  mm,  $2r_2 = 1,70$  mm,  $h = 10,7$  mm,  $\zeta = 63^\circ$ ,  $k_1 = 0,50$  h/, stanowiącego żytę ze-wnętrzną przewodu współosiowego typu WL 50 - 0.51/1,5.

1 - układ pomiarowy z rezystancją wstępną, próbka o długości 0,25 m;  
2 - układ pomiarowy bez rezystancji wstępnej, inna próbka o długości 0,5 m



Rys. 17. Charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji sprężeniowej żyty zewnętrznej w postaci opłotu:  $m = 24$ ,  $p = 2$ ,  $2r_0 = 0,15$  mm,  $2r_2 = 3,2$  mm/, nałożonego z różnym skokiem

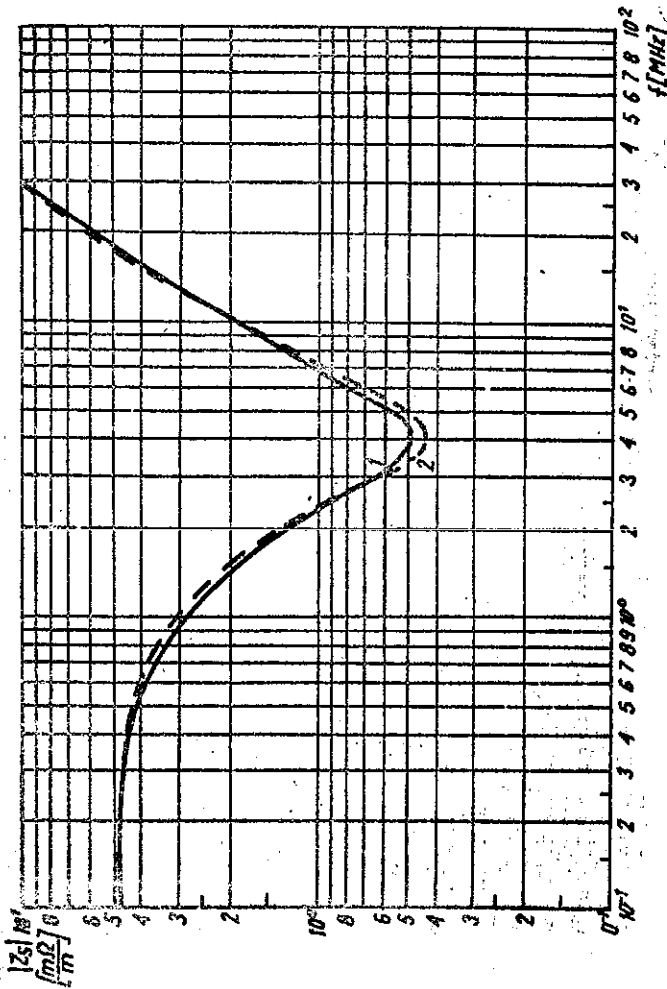
1 -  $h = 59,2$  mm; 2 -  $h = 33,0$  mm; 3 -  $h = 28,0$  mm, na izolację przewodu współosiowego typu WD 50 - 0,90/2,95



Rys. 18. Charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji sprzężeniowej żyły zewnętrznej - w postaci opłotu - przewodu współosiowego typu WD 75-0,59/3,7

1 - opłot starej konstrukcji /  $m = 16$ ,  $p = 4$ ,  $2r_0 = 0,15$  mm,  $2r_2 = 4,0$  mm,  $h = 10,2$  mm/;

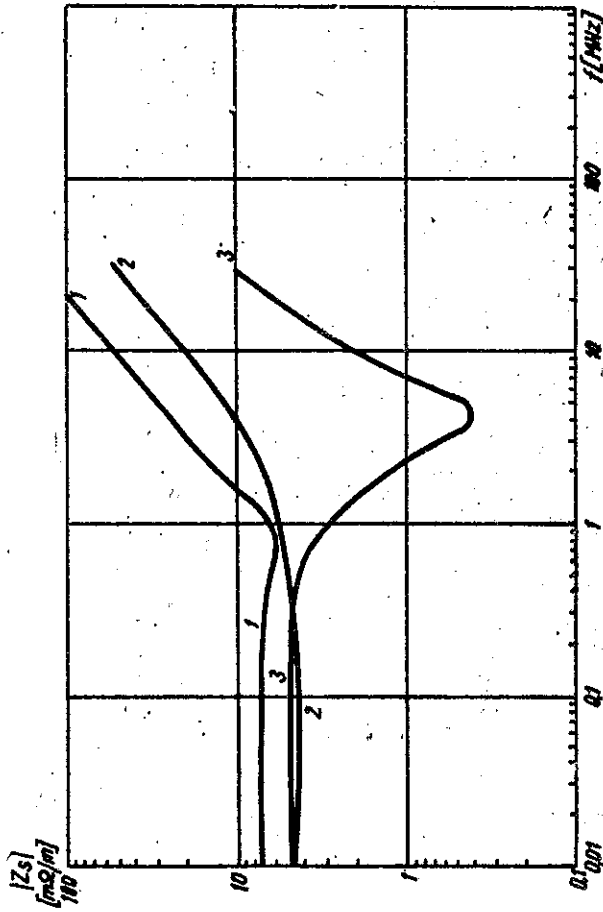
2 - opłot o budowie zbliżonej do optymalnej /  $m = 24$ ,  $p = 3$ ,  $2r_0 = 0,15$  mm,  $2r_2 = 4,0$  mm,  $h = 34,9$  mm/



Rys. 19. Charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji sprzężeniowej żyty zewnętrznej w postaci pojedynczego opłotu o budowie zbliżonej do optymalnej  $/m = 24$ ,  $p = 5$ ,  $2r_0 = 0,21$  mm  $2r_2 = 7,6$  mm,  $h = 62,2$  mm/, nałożonego na izolację przewodu współosiowego typu WL 50-2,25/7,25

1 - układ pomiarowy z rezystancją wstępną, 2 - układ pomiarowy bez rezystancji wstępnej, ta sama próbka o długości 0,5 m





Rys. 20. Charakterystyki częstotliwościowe modułu impedancji sprzężeniowej żył zewnętrznych przewodu współosiowego w postaci pojedynczych opłotów o różnej budowie

1 - opłot rzadszy od optymalnego  $/m = 24$ ,  $p = 5$ ,  $2r_1 = 0,20$  mm,  $2r_2 = 7,7$  mm,  $h = 25,4$  mm/; 2 - opłot gęstszy od optymalnego  $/m = 24$ ,  $p = 6$ ,  $2r_1 = 0,20$  mm,  $2r_2 = 7,7$  mm,  $h = 63,3$  mm/; 3 - opłot o budowie zbliżonej do optymalnej  $/m = 24$ ,  $p = 5$ ,  $2r_1 = 8,2$  mm,  $2r_2 = 7,6$  mm,  $h = 62,5$  mm/

